

# UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

## **Diseño y Montaje de un Potenciostato/Galvanostato basado en Convertidor DC/DC**

**Autor:** Luis Javier González-Calero Rey

**Tutor Universidad:** Jorge Pleite Guerra

**Tutor Externo:** Eduardo Sebastián Martínez

Junio 2015



*Gracias:*

*A mis padres por su imprescindible apoyo en todo momento.*

*A mi hermano Ángel por su preocupación.*

*A Paloma por sacar lo mejor de mí.*

*A Jorge, Marcos y Cristian por estar ahí siempre.*

*A mis amigos del San Gabriel por seguir riendo conmigo.*

*A mis compañeros de la universidad por compartir conmigo este camino.*

*A los compañeros del laboratorio de Robótica por su inestimable ayuda.*

*A mi tutor Eduardo por su ayuda y conocimientos.*

*"Caminando en línea recta no puede uno llegar muy lejos."*



# Índice

<b>Resumen.....</b>	<b>10</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>11</b>
<b>1. Introducción .....</b>	<b>12</b>
<b>1.1 Planteamiento del Problema .....</b>	<b>13</b>
<b>1.1.1 Humedales Artificiales .....</b>	<b>13</b>
<b>1.1.2 Potenciostato.....</b>	<b>14</b>
<b>1.1.3 Requisitos del Sistema.....</b>	<b>16</b>
<b>1.2 Entorno de Trabajo .....</b>	<b>17</b>
<b>1.3 Objetivos.....</b>	<b>18</b>
<b>2. Estado del arte y Propuesta. ....</b>	<b>19</b>
<b>2.1 Estado del Arte .....</b>	<b>20</b>
<b>2.1.1 Potenciostato.....</b>	<b>20</b>
<b>2.1.2 Hardware.....</b>	<b>22</b>
<b>2.1.2.1 Arquitectura típica potenciostato. Amplificador clase B.....</b>	<b>22</b>
<b>2.1.2.2 Convertidores DC/DC .....</b>	<b>24</b>
<b>2.1.2.3 Inversores.....</b>	<b>28</b>
<b>2.1.2.4 Convertidor DC/DC en puente completo .....</b>	<b>31</b>
<b>2.1.2.5 Amplificadores Operacionales.....</b>	<b>32</b>
<b>2.1.3 Software.....</b>	<b>35</b>
<b>2.1.3.1 Historia .....</b>	<b>35</b>
<b>2.1.3.2 Arquitecturas .....</b>	<b>35</b>
<b>2.1.3.3 Requisitos.....</b>	<b>37</b>
<b>2.2 Propuesta.....</b>	<b>39</b>
<b>2.2.1 Alternativas de Diseño .....</b>	<b>39</b>
<b>2.2.1.1 Amplificador clase B .....</b>	<b>39</b>
<b>2.2.1.2 Puente en H y filtro LC .....</b>	<b>40</b>
<b>2.2.2 Diseño Propuesto .....</b>	<b>43</b>
<b>2.2.2.1 Driver de potencia .....</b>	<b>43</b>
<b>2.2.2.2 Filtro LC .....</b>	<b>45</b>
<b>2.2.2.3 Sistema de control .....</b>	<b>51</b>

2.2.2.4	Comunicación potencióstato .....	59
3.	Implementación de la Solución Propuesta.....	62
3.1	Hardware.....	63
3.1.1	Sistema de alimentación.....	63
3.1.2	Sistema analógico de medida de tensiones y corrientes .....	65
3.1.3	Generador señal triangular.....	70
3.1.4	Puente en H .....	71
3.1.5	Controlador PI .....	75
3.2	Software.....	80
3.2.1	Microcontrolador .....	80
3.2.2	Software Microcontrolador.....	81
3.2.3	Protocolo de comunicación .....	86
3.2.4	Software PC.....	88
3.3	Esquemáticos OrCad .....	92
4.	Resultados Experimentales .....	94
4.1	Generador ondas cuadradas .....	95
4.2	Puente en H.....	97
4.3	Filtro LC.....	98
4.4	Medidas tensiones y corrientes.....	100
4.5	Controlador PI.....	102
4.6	Señales microcontrolador .....	105
4.7	Software LabView .....	106
5.	Conclusiones y propuesta de futuro .....	108
5.1	Conclusiones .....	109
5.2	Trabajo futuro .....	110
6.	Anexos .....	112
6.1	Resonancia.....	113
6.1.1	Frecuencia de resonancia .....	114
6.2	Planificación y Presupuesto del proyecto .....	115
6.2.1	Planificación del proyecto .....	115
6.2.2	Presupuesto del proyecto .....	117
7.	Bibliografía.....	119

# Índice figuras

FIGURA 1: HUMEDALES ARTIFICIALES.....	13
FIGURA 2: CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN POTENCIOSTATO .....	14
FIGURA 3: CIRCUITO EQUIVALENTE DE LOS ELECTRODOS DE UN POTENCIOSTATO .....	15
FIGURA 4: POTENCIOSTATO PSTAT 910 MINI .....	20
FIGURA 5: POTENCIOSTATO MSTAT 8000.....	21
FIGURA 6: POTENCIOSTATO ZRA REFERENCE 3000.....	21
FIGURA 7: ONDAS DE SALIDA DE LOS DISTINTOS TIPOS DE AMPLIFICADORES.....	22
FIGURA 8: AMPLIFICADOR CLASE B EN SIMETRÍA COMPLEMENTARIA Y FORMAS DE ONDA CARACTERÍSTICAS .....	23
FIGURA 9: DISTORSIÓN DE CRUCE POR CERO DE UN AMPLIFICADOR B .....	24
FIGURA 10: CONVERTIDOR LINEAL Y FORMA DE ONDA .....	25
FIGURA 11: CONVERTIDOR BUCK .....	25
FIGURA 12: FORMA DE ONDA DE LA TENSIÓN DE SALIDA .....	26
FIGURA 13: CONVERTIDOR ELEVADOR .....	26
FIGURA 14: FORMA DE ONDA DE LA TENSIÓN DE SALIDA DE UN CONVERTIDOR ELEVADOR .....	27
FIGURA 15: CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR .....	27
FIGURA 16: FORMA DE ONDA DE LA TENSIÓN DE SALIDA DE UN CONVERTIDOR BUCK-BOOST.....	28
FIGURA 17: ESQUEMA Y FORMAS DE ONDA DE INVERSOR MEDIO PUENTE .....	28
FIGURA 18: INVERSOR ONDA COMPLETA.....	29
FIGURA 19: SEÑAL ONDA VOLTAJE DE SALIDA INVERSOR PUENTE COMPLETO .....	29
FIGURA 20: ORIGEN SEÑAL PWM BIPOLAR.....	30
FIGURA 21: SEÑAL DE SALIDA DE UN PWM BIPOLAR.....	30
FIGURA 22: GENERACIÓN PWM UNIPOLAR. ....	31
FIGURA 23: ONDAS RESULTANTES DE PWM UNIPOLAR. ....	31
FIGURA 24: CONVERTIDOR DC/DC EN PUENTE COMPLETO .....	32
FIGURA 25: SEÑALES DE UN CONVERTIDOR EN PUENTE BIPOLAR .....	32
FIGURA 26: ESQUEMA AMPLIFICADOR OPERACIONAL .....	33
FIGURA 27: AMPLIFICADOR OPERACIONAL REALIMENTADO NEGATIVAMENTE .....	33
FIGURA 28: ESQUEMA ARQUITECTURA VON NEUMANN.....	35
FIGURA 29: ESQUEMA ARQUITECTURA HARVARD .....	36
FIGURA 30: ARQUITECTURA SHARC.....	36
FIGURA 31: AMPLIFICADOR CLASE B Y SUS FORMAS DE ONDA .....	39
FIGURA 32: ESTUDIO POTENCIAS AMPLIFICADOR CLASE B.....	40
FIGURA 33: INVERSOR ONDA COMPLETA.....	41
FIGURA 34: MODULACIÓN TRIANGULAR-CONTINUA Y SU SALIDA. ....	41
FIGURA 35: SEÑAL PULSADA UNIPOLAR POSITIVA Y NEGATIVA .....	42
FIGURA 36: PUENTE EN H Y SEÑAL DE PULSOS CONTINUA EN SIMULINK .....	43
FIGURA 37: SALIDA DEL PUENTE PARA D=0 .....	44
FIGURA 38: SALIDA DEL PUENTE PARA D=0.5 .....	44
FIGURA 39: SALIDA DEL PUENTE PARA D=1 .....	45
FIGURA 40: FILTRO RESONANTE LC.....	45
FIGURA 41: DIAGRAMA DE BODE DE UN FILTRO LC GENÉRICO.....	47
FIGURA 42: RESPUESTA DE LA IMPEDANCIA DE UN FILTRO LC EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA .....	48
FIGURA 43: CIRCUITO PUENTE EN H Y FILTRO LC A LA SALIDA.....	49
FIGURA 44: SIMULACIÓN SALIDA DEL FILTRO PARA L=1mH Y C= 25uF.....	49
FIGURA 45: SEÑAL SALIDA FILTRO LC CON L=2mH Y C=100uF .....	50

FIGURA 46: SEÑAL DE SALIDA DE UN SISTEMA REALIMENTADO .....	51
FIGURA 47: SALIDA DE UN SISTEMA REALIMENTADO EN FUNCIÓN DE $K_P$ .....	52
FIGURA 48: ESQUEMA DEL SISTEMA REALIMENTADO .....	56
FIGURA 49: SALIDA DEL SISTEMA PARA $K_P=1$ .....	57
FIGURA 50: SALIDA DEL SISTEMA PARA $K_P=0.2$ .....	57
FIGURA 51: SALIDA DEL SISTEMA PARA $K_P=0.1$ .....	58
FIGURA 52: SALIDA DEL SISTEMA PARA $K_P=0.1$ $K_I=5$ .....	58
FIGURA 53: SALIDA DEL SISTEMA PARA $K_P=0.1$ Y $K_I=1$ .....	59
FIGURA 54: ESQUEMA SISTEMA COMPLETO .....	60
FIGURA 55: ENCAPSULADO LM319 .....	63
FIGURA 56: ENCAPSULADO TL084 .....	63
FIGURA 57: CONECTOR PARA LA ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA .....	64
FIGURA 58: CONVERTIDOR DC/DC .....	65
FIGURA 59: CIRCUITO PARA OBTENER $\pm V_{REF}$ .....	65
FIGURA 60: CIRCUITO MEDIDA $V_{wr}$ .....	66
FIGURA 61: CIRCUITO MEDIDA $I_{out}$ .....	68
FIGURA 62: CIRCUITO MEDIDA $V_{wc}$ .....	69
FIGURA 63: GENERADOR DE ONDAS TRIANGULARES .....	70
FIGURA 64: SEÑAL TRIANGULAR MEDIDA EN OSCILOSCOPIO .....	71
FIGURA 65: SALIDA MATLAB DEL PUENTE PARA $D=0.5$ .....	71
FIGURA 66: ESQUEMÁTICO L6201 .....	72
FIGURA 67: ENCAPSULADO Y PINES L6201 .....	72
FIGURA 68: FUNCIÓN PINES DEL PUENTE L6201 .....	73
FIGURA 69: CIRCUITO GENERADOR SEÑALES CUADRADAS .....	74
FIGURA 70: PUENTE EN H CON FILTRO LC .....	74
FIGURA 71: ESQUEMA DIVISOR DE TENSIÓN .....	75
FIGURA 72: AMPLIFICADOR EN MODO DIFERENCIAL .....	76
FIGURA 73: AMPLIFICADOR OPERACIONAL EN MODO INTEGRADOR .....	77
FIGURA 74: AMPLIFICADOR OPERACIONAL EN MODO SUMADOR DIFERENCIAL .....	78
FIGURA 75: CONTROLADOR PID IMPLEMENTADO POR HARDWARE .....	79
FIGURA 76: MICROCONTROLADOR STM32P103 .....	80
FIGURA 77: DIAGRAMA DE BLOQUES TIMERS STM32P103 .....	82
FIGURA 78: BUCLE WHILE .....	83
FIGURA 79: ESQUEMA INTERRUPCIÓN TRANSMISIÓN DATOS .....	84
FIGURA 80: SEÑALES DAC .....	86
FIGURA 81: TABLA PROTOCOLO COMUNICACIÓN .....	88
FIGURA 82: CONFIGURACIÓN PUERTO SERIE VISA .....	89
FIGURA 83: GENERACIÓN TRAMA DE CONFIGURACIÓN .....	89
FIGURA 84: BUCLE WHILE PARA DIBUJO DE GRÁFICAS .....	90
FIGURA 85: ENVÍO DATOS DESDE LABVIEW .....	90
FIGURA 86: PANEL FRONTAL PROGRAMA LABVIEW .....	91
FIGURA 87: CIRCUITO GENERADOR ONDA CUADRADA .....	95
FIGURA 88: ONDAS PARA CONSIGNA 0 .....	95
FIGURA 89: ONDAS PARA CONSIGNA 1 .....	96
FIGURA 90: ONDAS PARA CONSIGNA -1 .....	96
FIGURA 91: PUENTE EN H + FILTRO RLC .....	97
FIGURA 92: SALIDA PUENTE PARA CONSIGNA 0 .....	97
FIGURA 93: SALIDA PUENTE PARA CONSIGNA 1 .....	97



FIGURA 94: SALIDA PUENTE PARA CONSIGNA -1 .....	98
FIGURA 95: Tensión TRABAJO-REFERENCIA PARA CONSIGNA 0 .....	99
FIGURA 96: Tensión TRABAJO-REFERENCIA PARA CONSIGNA 1 .....	99
FIGURA 97: Tensión TRABAJO-REFERENCIA PARA CONSIGNA -1 .....	99
FIGURA 98: Tensión REFERENCIA-CONTROL PARA CONSIGNA 1 .....	100
FIGURA 99: SALIDAS POTENCIOSTATO AL ADC PARA CONSIGNA 0.....	101
FIGURA 100: SALIDAS POTENCIOSTATO AL ADC PARA CONSIGNA 1 .....	101
FIGURA 101: SALIDAS POTENCIOSTATO AL ADC PARA CONSIGNA -1 .....	102
FIGURA 102: SEÑALES CONTROLADOR PARA CONSIGNA 0 .....	103
FIGURA 103: SEÑALES CONTROLADOR PARA CONSIGNA 1 .....	103
FIGURA 104: SEÑALES CONTROLADOR PARA CONSIGNA -1 .....	104
FIGURA 105: PARTE PROPORCIONAL DEL CONTROLADOR PI.....	104
FIGURA 106: SEÑALES DAC.....	105
FIGURA 107: SEÑALES SDI (AMARILLA), SCK (VERDE) Y CS (AZUL).....	105
FIGURA 108: PRUEBA PROGRAMA LABVIEW .....	107
FIGURA 109: PRUEBA PROGRAMA LABVIEW .....	107
FIGURA 110: CIRCUITO RCL.....	113
FIGURA 111: RESONANCIA MÚLTIPLE Y SIMPLE .....	113
FIGURA 112: CIRCUITO RCL.....	114
FIGURA 117: PLANIFICACIÓN PROYECTO .....	115
FIGURA 118: DIAGRAMA DE GANTT .....	116





## Resumen

Hoy en día el uso de las nuevas tecnologías con el fin de usarlas en pro de las energías renovables y la biosostenibilidad se encuentra en auge debido a que pueden ser de gran ayuda para hacer más eficaz la labor del ser humano.

Además de esto, la electrónica cada vez se utiliza más en el análisis de experimentos químicos, tales como las reacciones reducción oxidación que nos permite medir multitud de parámetros con buena precisión.

Este Trabajo Fin de Grado relaciona ambas facetas mediante el diseño, implementación y control de un potencióstato/galvanostato basado en un convertidor CC/CC, cuya aplicación es el tratamiento de aguas residuales en humedales artificiales con el objetivo de que las bacterias existentes en dicho humedal se estimulen en mayor medida y generen electricidad por ellas mismas, consiguiendo así una generación de energía de forma limpia y sostenible.

Para ello se ha analizado la respuesta de un convertidor reductor basado en un puente en H de transistores mediante simulaciones. Se han realizado los esquemáticos del hardware para implementar físicamente el potencióstato realizando su control mediante un microcontrolador previamente seleccionado y programado.

Por último se ha montado el hardware en una placa de prototipos y probado el funcionamiento del sistema completo.

**Palabras Clave:** Potencióstato, electrodos, humedal artificial, trama de datos.

## Abstract

Nowadays new technologies used in favor of renewable energies and biosostenibility are now increasing due to the fact that it could be very helpful in human being labor's efficiency.

Also electronics is more and more used for analyze chemical experiments like the Red-Ox reactions that allows to measure a lot of different parameters with good precision.

This TFG relates both disciplines through the design, implementation and control of a potentiostat/galvanostat based on a DC/DC converter whose application is the sewage treatment in artificial wetlands with an objective: bacteria existing in that wetland are stimulated quicker and generate electricity by themselves achieving a clean and sustainable way of energy generation.

For this purpose it has been analyzed a buck converter based on a transistors H bridge through simulations. It has been done the hardware schematics in order to physically implement the potentiostat doing its control by means of a microcontroller previously selected and programmed.

Finally it has been mounted the potentiostat hardware on a through hole board and tested the hole system operation.

**Keywords:** Potentiostat, electrodes, artifitial wetland, data frame.



# 1. Introducción

## 1.1 Planteamiento del Problema

### 1.1.1 Humedales Artificiales

En la actualidad se ha aumentado el convencimiento de la sociedad acerca de la biosostenibilidad y las energías renovables ya que con el desarrollo de las nuevas tecnologías y el desarrollo social de las poblaciones actuales la tendencia a la contaminación va en alza.

Un ejemplo muy claro de este hecho es el tratamiento de aguas residuales porque cada vez crece más el número de personas que viven en las ciudades y cada una de ellas genera unos residuos entre los que se encuentra el agua. Dicho agua debe ser tratada mediante procesos químicos, físicos y biológicos para eliminar los contaminantes existentes.

El proyecto SMART WETLAND se basa en el tratamiento de aguas residuales en pequeñas poblaciones mediante el uso de nuevas tecnologías que facilitan y agilizan este proceso mejorando en términos de calidad y eficiencia, llegando al concepto de humedal bioelectrogénico.



**Figura 1: Humedales artificiales**

En dichos humedales se ha observado que las bacterias existentes en el agua pueden ser estimuladas en mayor medida si se aplica sobre ellas una diferencia de potencial determinada y controlada dichas bacterias son capaces de producir energía eléctrica por sí mismas. Por lo tanto además de depurar el agua con bacterias, lo que significa que se hace de forma natural y sin gasto de recursos químicos, lo que se consigue es una

creación de energía eléctrica de manera limpia y sostenible a través de una interacción de la electrónica con la biología.

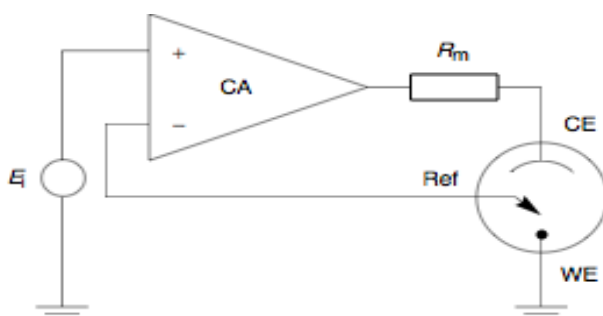
Dicho potencial aplicado a las bacterias no se puede aplicar de cualquier forma, si no que se utiliza un dispositivo denominado potencióstato.

### 1.1.2 Potenciostato

Un potencióstato es un dispositivo electrónico que se utiliza para controlar la diferencia de potencial aplicada entre dos de sus bornas o electrodos denominados electrodos de trabajo y de referencia independientemente de la corriente que circula a través de ellos. Dicha corriente se hace pasar por un tercer electrodo denominado de control y a través de dicho electrodo es posible realizar las medidas oportunas en el sistema sobre la corriente o la diferencia de potencial y es aquí donde reside la diferencia de funcionamiento de este artilugio como galvanostato o potencióstato respectivamente.

El primer potencióstato fue construido en 1942 por Hickling que introdujo un tercer electrodo a la hora de realizar medidas en celdas electroquímicas, hasta esa fecha solo se realizaban medidas con dos electrodos por lo que fue un avance en la resolución y precisión de las mismas. Hoy en día aún existen artilugios de medida con dos electrodos pero corren el riesgo de la polarización del electrodo de referencia si circula corriente a través de él, por ello es más conveniente utilizar tres electrodos.

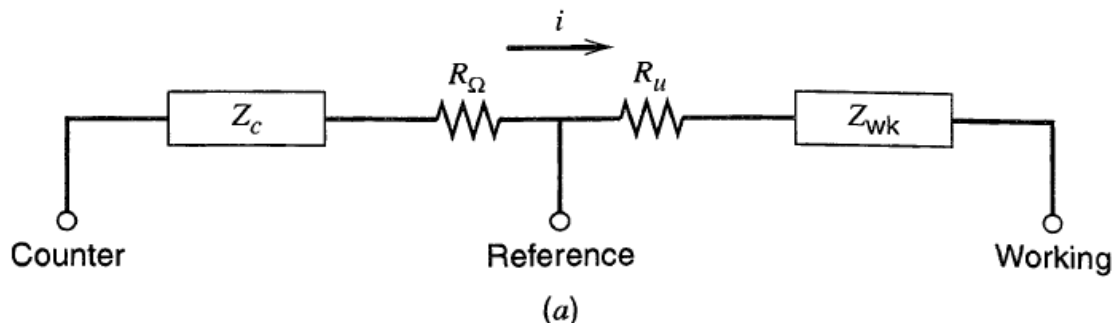
El funcionamiento básico se puede expresar en forma de un amplificador operacional realimentado negativamente en el que el potencial entre el electrodo de referencia y de trabajo se mantiene constante, normalmente es la consigna que se le da al sistema desde fuera y el propio sistema regula la corriente a circular por el electrodo de control.



**Figura 2: Circuito equivalente de un Potenciostato**

Pero dicho funcionamiento no es ideal ya que entre los electrodos existe una impedancia interna, además de que están incluidos en una celda electroquímica por lo que el fluido donde se encuentran inmersos se comportará como una impedancia a efectos eléctricos.

Este hecho modificará el comportamiento del sistema pero dicho circuito dependerá del tipo de celda y fluido con el que se trabaje.



**Figura 3: Circuito equivalente de los electrodos de un potenciostato**

Este tipo de artilugios se utilizan mayoritariamente para el análisis químico de disoluciones en las que se dan reacciones del tipo reducción-oxidación (Red-Ox), por medio de bien la amperometría, la voltametría o la coulombimetría, se pueden determinar distintos parámetros de nuestro sistema químico para poder analizarlos después.

La base de la Voltamperometría o voltametría es la inducción de una diferencia de potencial entre dos de los electrodos del potenciostato, para más tarde medir la corriente que fluye a través de las bornas de control y trabajo. Gracias a esta medida podemos determinar muchos parámetros de nuestro fluido o sistema de fluidos en cuestión.

Existen muchos tipos de potenciostatos, los más antiguos daban el resultado directamente a través de una magnitud física, ahora la mayoría están diseñados para ser controlados por ordenador mediante un software determinado, por ejemplo el LabView, que además nos permite ver los resultados por pantalla pudiendo así elegir el parámetro a medir, como la corriente, la potencia o la impedancia de la celda.

En este caso se va a construir un prototipo de un potenciostato con el objetivo de utilizarlo para distintas pruebas de laboratorio, como la geometría de los electrodos, la impedancia aproximada que tendrá el humedal, etc.

### 1.1.3 Requisitos del Sistema

Para el proyecto tenemos unos requerimientos mínimos que deberá cumplir nuestro sistema entre los que podemos distinguir:

- Debemos ser capaces de controlar el potencial entre los electrodos de referencia y trabajo desde el ordenador con una interfaz gráfica.
- Muestreo continuo de las tensiones y corrientes más significativas del sistema.
- La tensión máxima entre los electrodos de control y de trabajo deberá ser como máximo de  $\pm 24V$  pudiendo ser positiva o negativa, pero nunca superar dicho límite en valor absoluto, ya que al igual que si aplicamos demasiada corriente, si la tensión sobre las bacterias es demasiado alta éstas pierden sus propiedades.
- Deberemos ser capaces de controlar la tensión entre los electrodos de trabajo y referencia manualmente mediante un software por ordenador, teniendo una precisión de al menos  $1mV$ , ya que necesitamos ser muy precisos a la hora de aplicar tensiones así como una resolución en la medida de corriente de  $1mA$ .
- Deberemos disponer un montaje a 5 hilos para que las medidas sean lo más precisas posible y tener la posibilidad de tener un montaje de al menos  $3m$  de longitud para que sea funcional en un humedal.
- Rizado máximo en la tensión entre los electrodos de referencia y trabajo de  $20mV$ .



## 1.2 Entorno de Trabajo

La realización de este TFG ha sido llevada a cabo en el Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial “Esteban Rivas” (INTA) asociado a la NASA y al CSIC, por lo que aquí se llevan a cabo proyectos ligados a la exploración planetaria o análisis de materiales de otros planetas.

Dentro de INTA existen distintos departamentos, entre los que se encuentra el departamento de Instrumentación Electrónica donde se lleva a cabo el diseño de material y equipos electrónicos para su uso en distintos proyectos tales como REMS (Rover Enviromental Monitoring Station), el automóvil enviado a Marte para la obtención de muestras para el análisis de ambiente, clima, composición terrestre, etc.

En dicho departamento existen distintos laboratorios entre los que se ubica el laboratorio de robótica y exploración planetaria donde se implementan muchos artilugios electrónicos tales como sensores térmicos o termopares además de realizar placas impresas, edición con impresoras 3-D o experimentos con nitrógeno líquido.

Un entorno como este es idóneo para la realización de un TFG como este ya que son necesarios muchos medios y equipos para el diseño, montaje y pruebas de componentes o prototipos electrónicos.

## 1.3 Objetivos

Una vez introducidos los puntos principales del TFG y hablado de las aplicaciones más importantes en las que se puede utilizar, se procederá a introducir unos objetivos iniciales que se tratarán de llevar a cabo.

- El objetivo principal de este TFG consistirá en la realización de un prototipo de un potencióstato/galvanostato en el sentido más amplio, abarcando el análisis, el desarrollo del software, el hardware y la unión de todos los componentes como un único sistema y el control del mismo.
- Se tratará de realizar algún cambio en el diseño habitual del potencióstato para la mejora del comportamiento en términos de eficiencia energética y pérdida de potencia.
- Análisis y propuesta: Se tratará de analizar en profundidad los distintos modos de funcionamiento de un potencióstato en función de la etapa de potencia introducida en el circuito. La propuesta para la optimización del proyecto será distinta a los métodos usados habitualmente. Se realizará el prototipo con su finalidad para pruebas de laboratorio sin llevarse a un sistema real.
- Se realizará una interfaz mediante el ordenador para que el usuario sea capaz de comunicarse con el potencióstato y al mismo tiempo pueda ver su respuesta real con el paso del tiempo.
- Resultados experimentales: Una vez aplicado todo lo anterior se tratará de comprobar el resultado final del TFG mediante pruebas experimentales del sistema completo.

Por lo tanto un resumen del trabajo sería: realizar el montaje de un prototipo de un potencióstato habiendo simulado su comportamiento previamente, que sea controlado por un micro controlador que gestione sus entradas y salidas y su comportamiento y todo ello controlado por un software de ordenador donde también se pueda ver el comportamiento en función del tiempo de las variables a controlar.



## 2. Estado del arte y Propuesta.

## 2.1 Estado del Arte

### 2.1.1 Potenciostato

En la actualidad el desarrollo y consumo de potenciostatos se ha incrementado exponencialmente debido a la necesidad de cuantificar multitud de parámetros en sistemas electroquímicos (Mozo Llamazares, 1997). Así mismo existen multitud de formatos y tipos de ellos, desde algunos ligeros y compactos para pruebas y formación hasta multipotenciostatos robustos y potentes con el objetivo de su uso en proyectos de mayor envergadura.

Un ejemplo de potenciostato para pruebas es el modelo PSTAT 910 mini del fabricante Metrohm S.L. Pequeño y compacto, es totalmente portátil ya que se alimenta por USB. Permite trabajar con electrodos SPE (Screen Printed Electrodes) o bien con electrodos tradicionales. Incluye software PSTAT, sencillo e intuitivo, y monografía de prácticas de laboratorio. Es un instrumento ideal para docencia y para temas sencillos en investigación.

Además casi todos los fabricantes de potenciostatos nos incluyen un software con el que enlazar el dispositivo y sea más fácil su utilización e interacción con el usuario.



**Figura 4: Potenciostato PSTAT 910 mini**

Otros en cambio son potenciostatos mucho más potentes que son capaces de actuar como varios potenciostatos simultáneos o incluso como un único potenciostato con hasta 8 electrodos de medida. Un ejemplo de este tipo es el  $\mu$ Stat 8000 del fabricante DropSens. Este aparato es capaz de actuar como 8 potenciostatos diferentes en paralelo pudiendo realizar distintos tipos de medida en cada uno de los canales e incluso incluye tecnología Bluetooth para la comunicación con otros sistemas.



**Figura 5: Potenciostato  $\mu$ Stat 8000**

Por último vamos a comentar el que para algunos es el mejor potenciostato del mercado: el ZRA Reference 3000 del fabricante Gamry Instruments. El Reference 3000 puede manejar corrientes hasta de 3 Amp, de manera que se espera que desarrollen una excelente relación con los desarrolladores de baterías. Como su hermano menor, el Reference 600, el Reference 3000 ofrece desempeño de clase mundial en un pequeño empaque. El Reference 3000 cuenta con una salida de 3 Amps a  $\pm 15$  V o 1.5 Amps a  $\pm 32$  V. Además cuenta con una resolución de 0.09fA, lo que permite tener una precisión en las medidas que otros fabricantes no son capaces de entregar.



**Figura 6: Potenciostato ZRA Reference 3000**

## 2.1.2 Hardware

### 2.1.2.1 Arquitectura típica potencioestado. Amplificador clase B

Según podemos ver en el libro de Electrónica integrada (Millman, 1991) dentro de la variedad de modelos que podemos encontrar en la familia de los amplificadores de potencia están los amplificadores clase A, clase AB, clase B, clase C. Esta clasificación se hace en función de la señal obtenida a la salida del amplificador para una misma señal a la entrada del mismo.

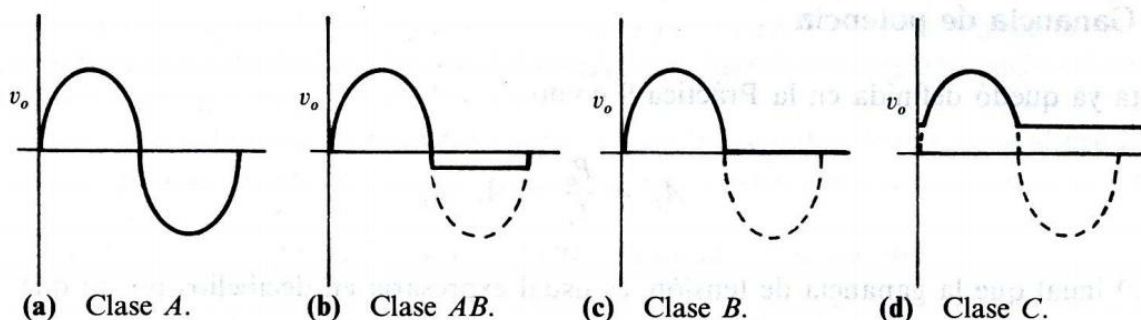


Figura 7: Ondas de salida de los distintos tipos de amplificadores

Entre estas cuatro configuraciones de amplificadores podemos distinguir bastantes diferencias, vamos a analizar cada configuración para poder discernir unas de otras.

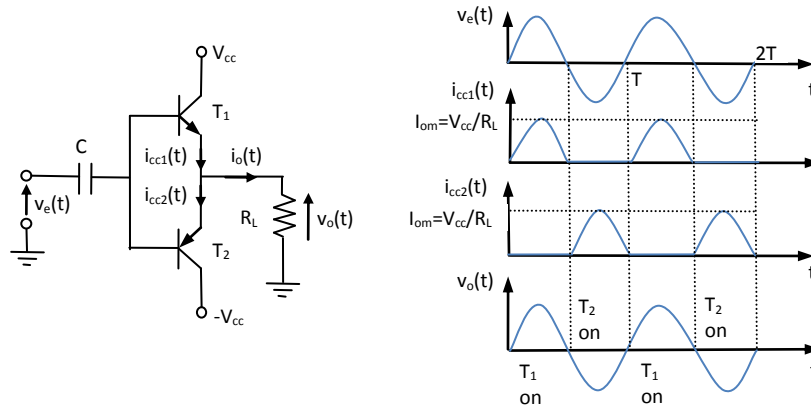
Los amplificadores clase A se caracteriza por ofrecer una señal a la entrada igual que la de salida pero con un factor de amplificación, lo que nos proporciona mayor potencia a la salida y además sin prácticamente distorsión pero por el contrario obtenemos una muy baja eficiencia con dicho tipo de amplificador, alrededor del 20% (Millman, 1991).

Los tipos AB y B son prácticamente iguales, solamente difieren en que en la configuración AB hay una corriente que fluye del terminal positivo al negativo aun sin haber una señal a la entrada del sistema, lo que nos da de resultado un pequeño semiciclo menor que cero a la salida, como se puede apreciar en la figura 7.

Los amplificadores clase B se caracterizan por obtener semiciclos positivos a la salida del sistema, además de ser 0 el valor cuando no está generando potencia. La eficiencia de un amplificador clase B suele rondar el 80%, superando la eficiencia en un clase A o AB (Ureña).

Lo habitual al hablar de un potencioestado es que esté estructurado con un amplificador clase B, ya que son capaces de comportarse como un sistema de transimpedancia que convierte caída de tensión en corriente a la salida y puede ser muy útil para las funcionalidades de un potencioestado.

Un amplificador clase B en configuración de simetría complementaria tendría un aspecto similar al de esta imagen:



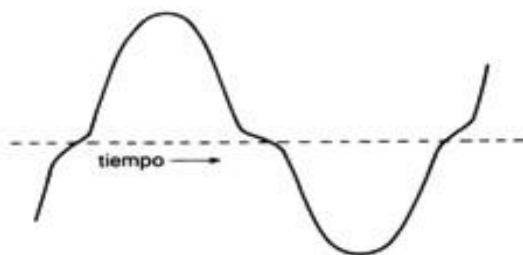
**Figura 8: Amplificador clase B en simetría complementaria y formas de onda características**

Dichos amplificadores están formados por dos transistores bipolares (BJT; Bipolar Junction Transistor) que trabajan en zona lineal comportándose como fuentes de corriente (Manchado Ortega, 2010).

Con la figura 8 podemos explicar el funcionamiento de un amplificador clase B: En los semiciclos positivos de la señal de alimentación el transistor que conduce será  $Q_1$  y por tanto entrará en la región activa, permitiendo a la corriente fluir hacia la carga  $R_L$  del sistema y obteniendo un ciclo positivo de la señal de entrada amplificada.

Por el contrario si el semiciclo de la onda de  $V_i$  es negativo lo que ocurrirá es que el transistor que conduzca será  $Q_2$  y la corriente en este caso fluirá desde  $R_L$  hacia el transistor  $Q_2$ , obteniéndose a la salida un semiciclo de voltaje negativo, al igual que en la entrada.

Dichos amplificadores tienen algunos inconvenientes a tener en cuenta: no presentan una linealidad en su comportamiento si no que generan una notable distorsión de la señal a la salida sobre todo apreciable cuando la señal pasa por cero, ese es el punto donde deja de conducir un transistor y comienza a hacerlo el otro, también llamada distorsión de cruce (Mohan). Sucede debido a que ninguno de los dos transistores conduce ya que la tensión a la entrada no supera el valor umbral que necesitan los BJT para entrar en zona activa. En la imagen puede apreciarse el efecto de dicha distorsión típica de dicha configuración.



**Figura 9: Distorsión de cruce por cero de un Amplificador B**

Debido a este efecto pueden incorporar señales de ruido a la salida del sistema y si dicho sistema es de medición de algún parámetro, puede verse afectada en gran medida por dicho ruido y obtener una medición errónea.

### 2.1.2.2 Convertidores DC/DC

Los convertidores de corriente continua/corriente continua son circuitos electrónicos de potencia que transforman una tensión de continua en otra tensión DC de salida normalmente regulada (Hart, 2001).

Existen dos tipos de convertidores DC/DC: los lineales y los conmutados. Los convertidores lineales no son más que una fuente de alimentación junto con un transistor unido a una resistencia. Es una forma de regular la tensión de salida en función de la de entrada pero presenta una muy baja eficiencia debido a la absorción de potencia por parte del transistor.

Los convertidores conmutados se basan en el uso de un transistor como interruptor electrónico al mantenerse en activa o en corte (saturación y corte si es un BJT). A este circuito también se le llama chopper o troceador de corriente continua (Hart, 2001). Nótese que todos los análisis teóricos realizados serán en régimen permanente. Para realizar un buen análisis de los circuitos convertidores deberemos primero tener claro un par de conceptos como que la corriente media en una bobina es cero, el voltaje medio en un condensador también es cero y qué es el duty cycle, se denomina así al tiempo en que el interruptor conduce dividido el tiempo total del sistema:

$$D = \frac{t_{conducción}}{t_{conduccion} + t_{corte}} = \frac{t_{conducción}}{T}$$

Aquí se representa el conmutador más básico y la forma de onda de la señal a la salida.



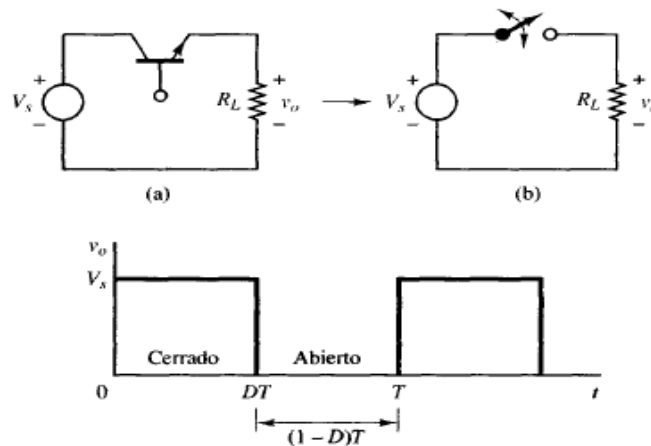


Figura 10: Convertidor lineal y forma de onda

Dentro de los convertidores conmutados existen distintas configuraciones (Hart, 2001):

- **Reductor o Buck:** Se denomina así porque la tensión de salida es menor que la de la entrada. La señal de salida se obtiene continua gracias a la acción de un filtro paso bajo formado por un condensador y una bobina. Además suele incluir un diodo que se polariza en directa si el interruptor está abierto, y en inversa (circuito abierto) si el interruptor está cerrado (Hart, 2001).

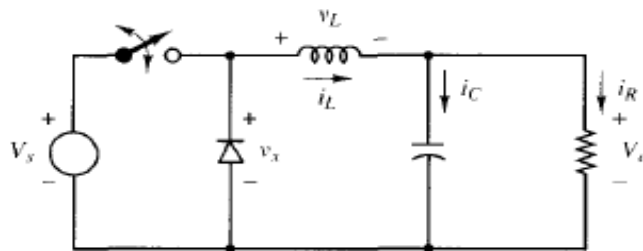


Figura 11: Convertidor Buck

Vamos a analizar el circuito con interruptor cerrado y abierto.

- Cuando el interruptor está cerrado la tensión en la bobina es:

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

- Cuando el interruptor está abierto la tensión en la bobina es la siguiente:

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L}$$

Por lo tanto la relación entre la tensión de entrada y salida es la siguiente:

$$V_o = V_s D$$

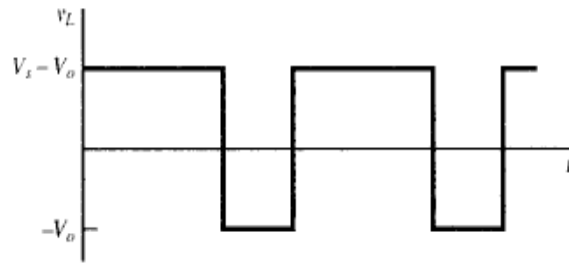


Figura 12: Forma de onda de la tensión de salida

- **Boost o Elevador:** Se denomina así a esta topología de convertidores porque es capaz de elevar la tensión de entrada a un valor más alto a la salida. Los componentes electrónicos que incluye son los mismos que el convertidor reductor, pero su disposición física es distinta:

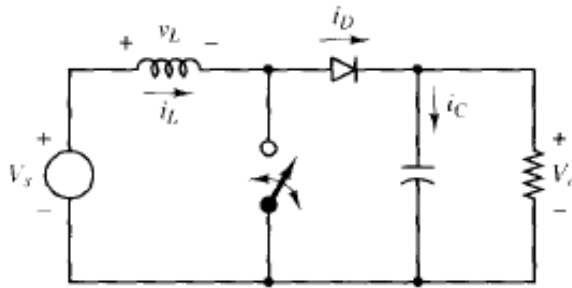


Figura 13: Convertidor elevador

Al igual que en el caso previo vamos a realizar el análisis del circuito en dos etapas:

- Interruptor cerrado:

$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L}$$

- Interruptor abierto:

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

Llegando a la conclusión de que la relación entre las tensiones de entrada y salida es:

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D}$$

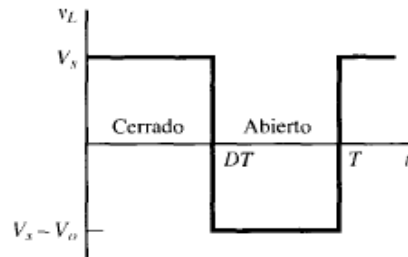


Figura 14: Forma de onda de la tensión de salida de un convertidor elevador

- **Reductor-Elevador o Buck-Boost:** Dicha topología de convertidores DC/DC se basa en la capacidad para poder aumentar o reducir la tensión de entrada en la salida, a través de la variación del ciclo de trabajo D.

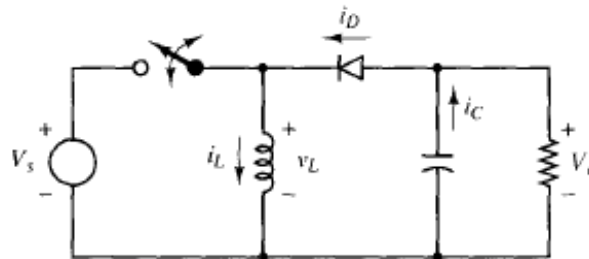


Figura 15: Convertidor reductor-elevador

Para analizar la forma de onda de la tensión de salida de dicho circuito analizaremos los dos estados, interruptor abierto y cerrado.

- Interruptor cerrado:

$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L}$$

- Interruptor abierto:

$$V_L = V_o = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L}$$

Si combinamos ambas expresiones con el hecho de que la corriente media en la bobina es 0 obtenemos que:

$$V_o = -V_s \frac{D}{1-D}$$

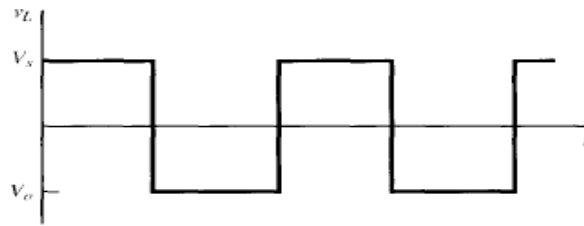


Figura 16: Forma de onda de la tensión de salida de un convertidor buck-boost

### 2.1.2.3 Inversores

Los inversores son circuitos electrónicos que sirven para convertir tensión en corriente continua en corriente alterna, aunque pueden ser usados también para convertir corriente continua en corriente continua si se escoge con criterio la consigna para el sistema. Dichos inversores tienen múltiples topologías, entre las que podemos diferenciar (Rashid, 2001):

- I. **Inversor medio puente:** Esta topología de inversor está formada por dos transistores que trabajan a modo de interruptores y dos fuentes de corriente continua colocadas opuestamente a dichos transistores con respecto a la carga.

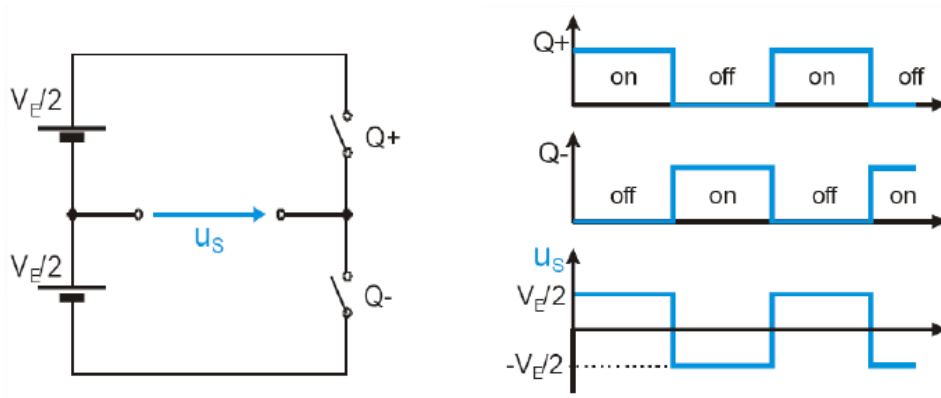


Figura 17: Esquema y formas de onda de inversor medio puente

Como puede apreciarse en la imagen, los transistores se polarizan inversamente uno respecto del otro, por lo que cuando uno conduce el otro dejará de hacerlo y viceversa, obteniendo una señal cuadrada a la salida que varía entre  $\pm$  el voltaje que hayamos colocado en las fuentes opuestas a los interruptores (Hart, 2001).

La tensión máxima que soportará la carga será de  $V_E/2$  por lo que para dar la misma potencia que el puente completo necesitará una mayor corriente circulando a través (Hart, 2001).

- II. **Puente onda completa:** Dicha topología se basa en 4 transistores colocados estratégicamente y una fuente de corriente continua que será la señal a transformar. El modo de funcionamiento del sistema tiene su punto clave en el modo de disparo de los transistores, ya que de ello dependerá la onda que obtengamos en la carga.

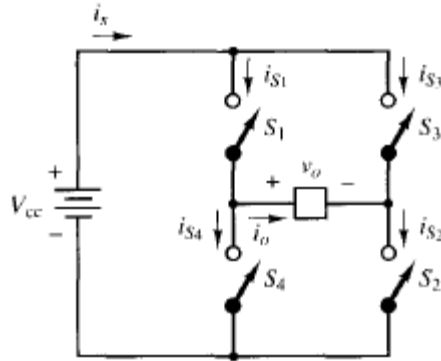


Figura 18: Inversor onda completa

Interruptores Cerrados	Tensión de salida $V_o$
S1 y S2	$+V_{cc}$
S3 y S4	$-V_{cc}$
S1 y S3	0
S2 y S4	0

Obviamente la posibilidad de que S1 y S4 o S2 y S3 conduzcan simultáneamente queda totalmente descartada ya que de ser así se produciría un cortocircuito en la fuente de corriente continua al unir su polaridad positiva con la negativa (Hart, 2001).

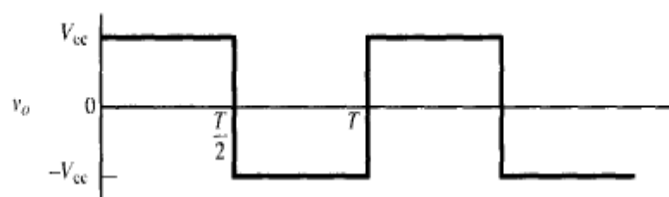


Figura 19: Señal onda voltaje de salida inversor puente completo

Ahora bien, los interruptores o transistores se activarán o desactivarán dependiendo de la señal con la que nosotros los polaricemos que puede ser una señal continua, una señal PWM, una comparación entre continua y triangular, etc. Y dependiendo de dicha polarización ajustaremos nuestra salida al valor deseado. Uno de los ejemplos más usados es la modulación por ancho de pulsos o PWM.

## PWM

Son las siglas de pulse width modulation o modulación por ancho de pulso y se refiere a una técnica utilizada para cambiar el ciclo de trabajo de una señal sinusoidal, comparando dicha señal periódica con una señal triangular también llamada diente de sierra. Cuando la señal sinusoidal está por encima de la triangular en la salida tendremos un valor alto mientras que si es la señal triangular la que en un instante de tiempo  $t$  está por encima, tendremos un valor bajo. Por lo tanto la salida de un PWM será una señal cuadrada, pero podemos distinguir dos configuraciones que son la unipolar o la bipolar, dependiendo de cómo varíe la señal de salida (Hart, 2001).

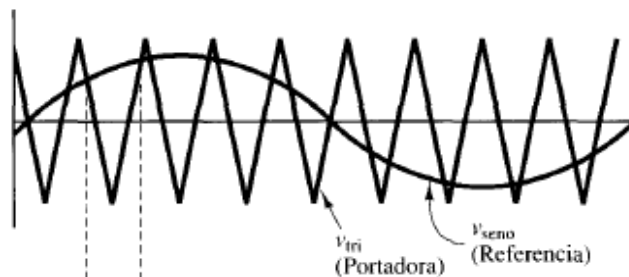


Figura 20: Origen señal PWM bipolar.

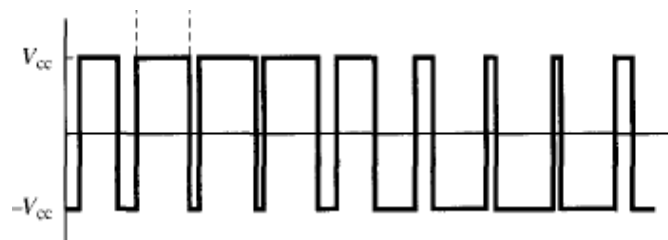


Figura 21: Señal de salida de un PWM bipolar.

Para generar un PWM unipolar es necesario contar con dos señales sinusoidales, que trabajen desfasadas y a la misma frecuencia ambas ya que la onda resultante se calculará como  $V_{an} - V_{bn}$ , mientras en la configuración bipolar se calculaba como  $V_a - V_b$  (Rashid, 2001). Como se puede comprobar en las siguientes imágenes, la gran diferencia entre la configuración unipolar y bipolar reside en que en si utilizamos PWM bipolar obtendremos una señal cuadrada que varía entre un valor positivo y negativo de tensión, mientras que si es unipolar la señal cuadrada obtenida variará de cero voltios a  $+V_{cc}$ , que es la tensión en continua aplicada al circuito.

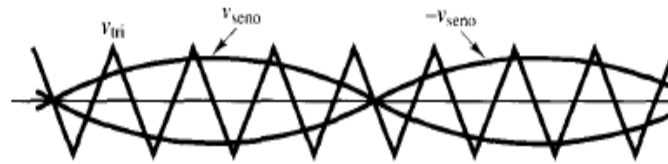


Figura 22: Generación PWM unipolar.

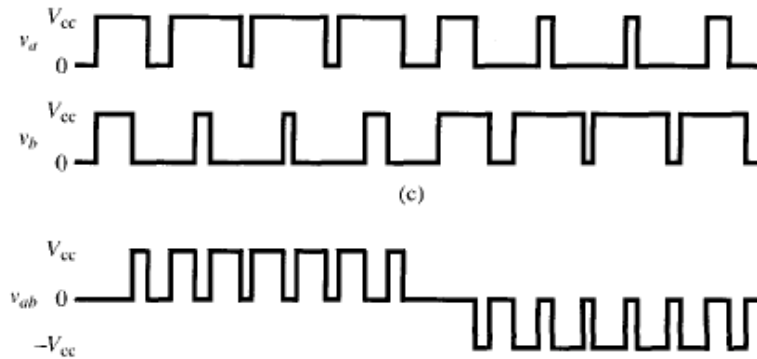


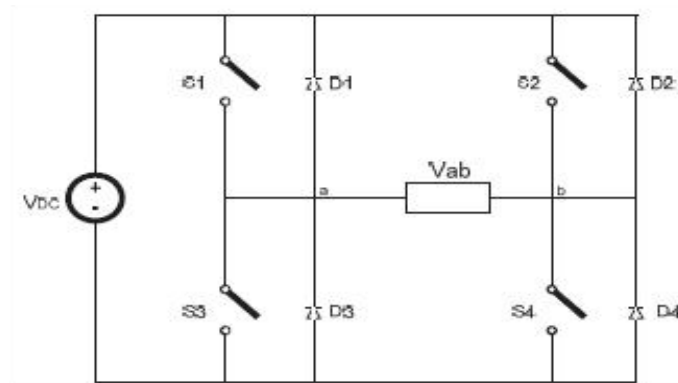
Figura 23: Ondas resultantes de PWM unipolar.

Ahora bien, si para un puente en H de transistores en vez de utilizar una polarización para los mismos del estilo de PWM y se utiliza una señal en corriente continua comparada con la misma triangular utilizada previamente, obtendremos otro estilo de señal a la salida parecida a la anterior pero sin una variación en el ancho de los pulsos de la señal cuadrada que se utilizará para alimentar los transistores y permitirles conducir corriente. Este tipo de configuración se incluye dentro de los convertidores DC/DC y se le denomina convertidor en puente completo.

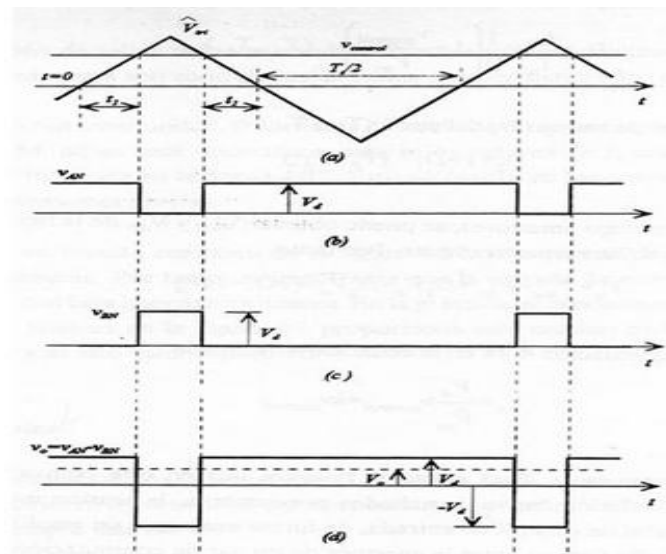
#### 2.1.2.4 Convertidor DC/DC en puente completo

Como ya hemos comentado es una configuración para convertir corriente continua en corriente continua a través de un puente en H de transistores, que nos permitirá trabajar con corrientes y tensiones bastante elevados.

A la salida del puente deberemos introducir un filtro para conseguir la señal en continua que deseamos, y dependiendo de las especificaciones del sistema deberá ser o no una carga resonante (LC) o de otro tipo. Dicho análisis podemos encontrarlo en (Hart, 2001).



**Figura 24: Convertidor DC/DC en puente completo**



**Figura 25: Señales de un convertidor en puente bipolar**

### 2.1.2.5 Amplificadores Operacionales

Como más adelante se utilizará dicho componente vamos a estudiar su funcionamiento y distintas configuraciones.

Un amplificador operacional es un circuito integrado que consta de dos entradas y una salida que es proporcional a una ganancia  $G$  por la diferencia de sus entradas (Vergaz Benito, y otros).



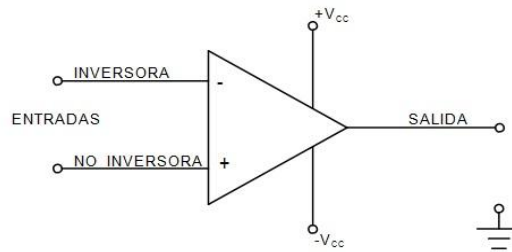


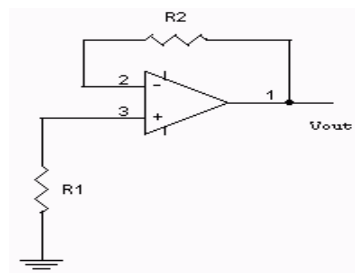
Figura 1

**Figura 26: Esquema amplificador operacional**

Como se puede ver en la figura 26 tiene una entrada positiva y otra negativa, o no inversora e inversora respectivamente y dependiendo de las conexiones de cada una de las entradas podemos tener multitud de configuraciones.

Una de las primeras consideraciones que debemos tener en cuenta es que si no realizamos realimentación en un amplificador operacional (AO) su ganancia ideal es infinito por lo que aunque la diferencia entre las señales de entrada sea la mínima posible, al ser la ganancia infinito la salida tenderá a acercarse a infinito pero un operacional no puede tener a la salida un valor mayor que los valores de las tensiones de alimentación  $V_{cc}$  por lo que convergerá a dicho valor (Vergaz Benito, y otros).

En cambio si realizamos una configuración de realimentación del AO obtendremos distintos resultados. De aquí en adelante cada vez que hablemos de realimentación en un AO será realimentación en la entrada inversora ya que una realimentación positiva de dicho integrado produce inestabilidad y una salida muy alta. Dicha configuración se utiliza en osciladores.



**Figura 27: Amplificador operacional realimentado negativamente**

Cuando un AO está en configuración de realimentación negativa hay que tener en cuenta varios aspectos. El primero de ellos es que el voltaje en la entrada positiva y negativa es el mismo. Esto se denomina cortocircuito virtual y se ha demostrado que si un operacional se encuentra en dicha configuración se cumple.

La segunda consideración es que a través del AO no circula corriente, muy importante a la hora de realizar cálculos de las tensiones o corrientes de un circuito en el que existen AO (Vergaz Benito, y otros).

$$V_+ = V_-$$

$$I_+ = I_- = 0$$

Si fuera necesario analizar más a fondo alguna de las configuraciones existentes de los amplificadores operacionales se hará en el apartado donde fuera necesario usarlos.

## 2.1.3 Software

Hoy en día para el control y gestión de sistemas electrónicos que requieran de cierto grado de complejidad se utilizan los denominados controladores. Se denomina así a un dispositivo capaz de gestionar uno o varios procesos simultáneamente.

### 2.1.3.1 Historia

Este tipo de artilugios surge desde la aparición del transistor y el comienzo de su uso como conmutador o interruptor. Esto dio lugar a la lógica binaria y a la posibilidad de implementar con facilidad en hardware lo que antes era muy costoso.

El primero microcontrolador que salió al mercado fue en el año 1971 fabricado por la marca INTEL, pero necesitaba aún circuitos adicionales para procesar toda la información.

Además las técnicas de la integración electrónica y el desarrollo de los circuitos integrados y los programas de ordenador para la simulación de circuitos y placas impresas facilitaron la tarea de expansión de estos aparatos.

Hoy en día los controladores avanzan a un ritmo muy alto y cada día tienen mayor número de rapidez y funcionalidades.

### 2.1.3.2 Arquitecturas

En el mundo de los controladores existen dos arquitecturas cuyas diferencias residen en cómo se conecta la memoria al procesador y los buses necesarios (Trujillo Arias).

#### I. Arquitectura Von Neumann:

Se caracteriza por utilizar el mismo dispositivo de almacenamiento tanto para las instrucciones como los datos. Al estar almacenados distintos tipos de datos en la misma memoria se ahorra espacio y dinero invertido pero es necesario distinguir en cada caso que tipo de dato se está enviando para no causar ambigüedades.

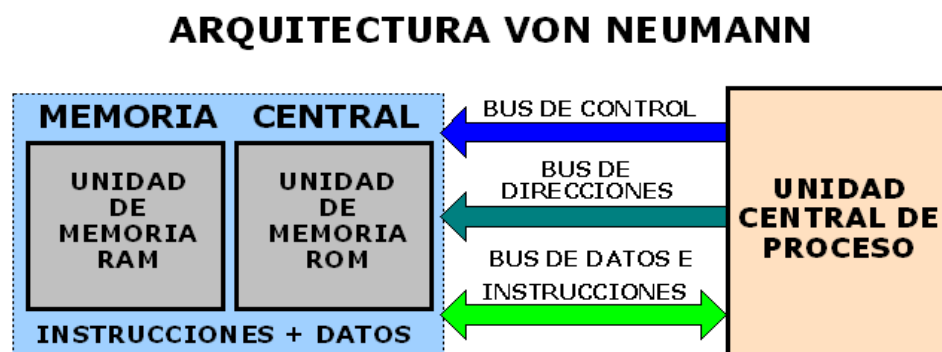


Figura 28: Esquema arquitectura Von Neumann

## II. Arquitectura Harvard:

En este tipo de configuración de controladores se separan los datos de las instrucciones que se comunican con la unidad de procesamiento central a través de distintos buses de comunicación. Esto lleva a una menor eficiencia a la hora de gestionar los recursos posibles ya que necesitamos mayor número de hardware para la comunicación, por el contrario no sufre la ambigüedad previamente comentada a la hora de saber que dato es el que recibimos.

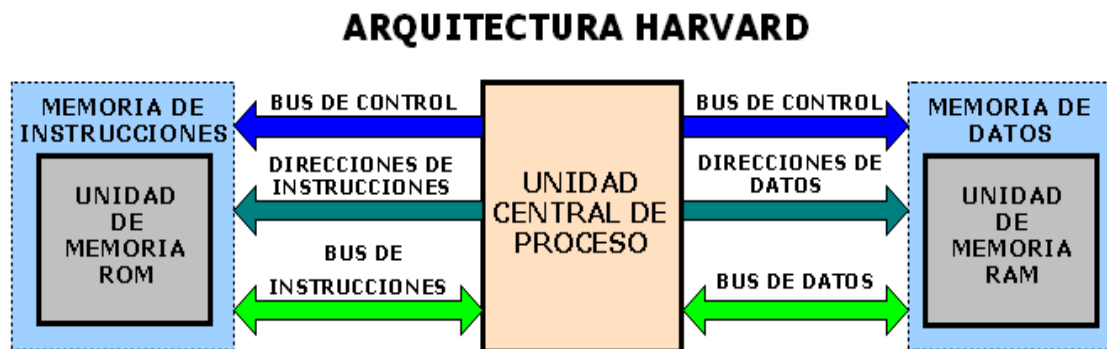


Figura 29: Esquema arquitectura Harvard

Además de estas dos configuraciones existe una tercera que es una ampliación de una de ellas, es la denominada Super Harvard Architecture o SHARC. Esta arquitectura incluye una memoria de caché ( ) Reserva ), la cual es utilizada para almacenar instrucciones y datos que serán reutilizadas por la CPU liberando así los dos buses de la arquitectura Harvard y permitiéndoles ser utilizados en la búsqueda y ser utilizados en la búsqueda y almacenamiento de datos, mientras se ejecutan las instrucciones en caché.

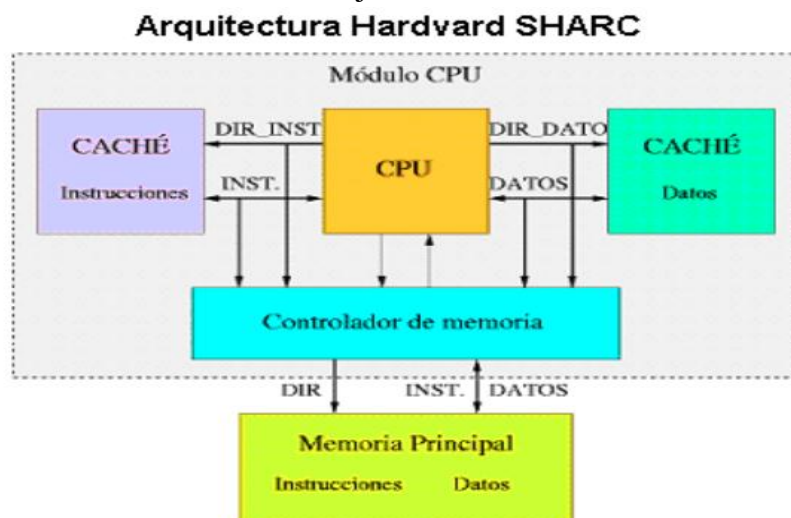


Figura 30: Arquitectura SHARC

### 2.1.3.3 Requisitos

Dichos controladores siempre cuentan con una serie de requisitos diferenciados (Valdés Pérez, y otros, 2007):

- **Procesamiento de datos**  
Los controladores por lo general deberán de ser capaces de realizar muchos cálculos en poco tiempo por lo que la rapidez de los mismos es crítica y los datos a manejar.
- **Entradas y Salidas**  
Dichos aparatos tienen la posibilidad de ser complementados con periféricos que ayudan a ciertas tareas del controlador o le añaden funcionalidades, un ejemplo de esto pueden ser el DMA (Direct Memory Access), que ayuda al controlador a gestionar el flujo de información con otros controladores accediendo a la memoria directamente.
- **Memoria**  
Existen varios tipos de memoria en términos de electrónica que deberemos diferenciar como la memoria RAM (Random Access Memory) que es una memoria volátil donde se guardan y ejecutan todas las instrucciones de la unidad central de procesamiento (Valdés Pérez, y otros, 2007). Otro tipo de memoria es la PROM (Programmable Read-Only Memory) que solo se puede programar una vez, durante el proceso de fabricación mediante el uso de máscaras.  
Otro tipo de memorias pueden ser la EPROM, memoria flash o EEPROM.
- **Ancho de la palabra**  
Esto nos lo indica el número de bits que es capaz de gestionar simultáneamente una máquina como conjunto. Dichas unidades de tamaño de la palabra pueden ser distintas dependiendo de la configuración:  
Números enteros, registros, coma flotante, etc. A medida que incrementamos el número de bits posibles se aumenta el coste del controlador, dejando los 16 y 32 bits para aplicaciones de altas prestaciones.
- **Comunicación**  
Estos controladores se comunican con otros, ya sean PC u otras placas mediante distintos medios como (Valdés Pérez, y otros, 2007):
  - I. USART: adaptación de comunicación serie síncrona o asíncrona.
  - II. Buses de otros microcontroladores.
  - III. USB: Bus de datos para conexión con ordenador (muy extendido hoy en día)



- IV. I2C: Interfaz serie de dos hilos, una para información y otra para la señal de reloj.
- V. CAN (Controller Area Network), para permitir la adaptación con redes industriales.

## 2.2 Propuesta

### 2.2.1 Alternativas de Diseño

En este apartado se van a comentar las distintas posibles soluciones que se han contemplado para la solución final para la etapa de potencia del sistema:

- Amplificador clase B
- Puente en H + Filtro L

#### 2.2.1.1 Amplificador clase B

Como ya se ha comentado previamente en este trabajo los amplificadores clase B se montan con transistores bipolares trabajando en zona lineal. Aunque es superior a la corriente por la puerta de los transistores unipolares, la corriente de base es casi nula cuando no hay señal en la entrada del circuito. Ésta corriente es la que polariza los transistores para que entren en zona de conducción. Se suelen usar en sistemas telefónicos, transmisores de seguridad portátiles, y sistemas de aviso, aunque no en audio (Manchado Ortega, 2010).

Los amplificadores de clase B aunque son lineales, presentan una distorsión notable con señales pequeñas, denominada distorsión de cruce por cero. Ésta sucede en el punto en que la señal de salida cruza por cero. Se debe justamente a la falta de polarización, ya que en ausencia de esta, mientras la señal no supere el nivel de umbral de conducción de los transistores, estos no conducen. Otro inconveniente es la eficiencia, a continuación se muestra un pequeño estudio de un amplificador lineal clase B, donde se puede ver que el rendimiento máximo es del 78.5% y éste se produce cuando la corriente que demanda la carga, es igual que la máxima que puede dar la fuente  $I_o = V_{cc}/R_L$ , o lo que es lo mismo la amplitud máxima de la señal alterna no puede superar la tensión  $V_{cc}$ .

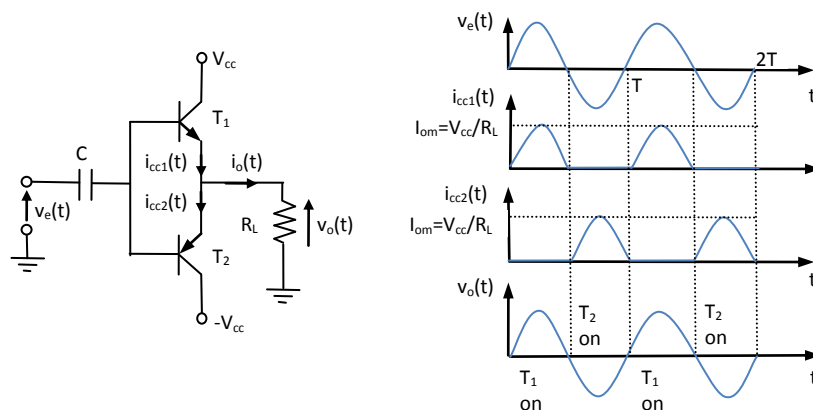


Figura 31: Amplificador clase B y sus formas de onda

$$P_{cc} = P_{cc}^{+} + P_{cc}^{-} = 2P_{cc}^{+} \Rightarrow 2P_{cc}^{+} = 2V_{cc} \frac{1}{T} \int_0^T i_{cc}(t) dt = \frac{2V_{cc}I_{om}}{\pi}$$

Como la carga es un elemento resistivo,  $P_{cc}$  depende linealmente del valor de pico de la corriente de salida y no existirá la potencia disipada no útil, toda la potencia disipada será:

$$P_{DL \text{ no útil}} = 0 \quad P_{DL \text{ útil}} = \frac{1}{2} I_{om}^2 R_L \quad \eta = \frac{P_{DL \text{ útil}}}{P_{cc}} = \frac{\frac{1}{2} I_{om}^2 R_L}{\frac{2V_{cc}I_{om}}{\pi}} = \frac{\pi I_{om} R_L}{4V_{cc}} = \frac{\pi V_o}{4V_{cc}}$$

Este valor de eficiencia se produce cuando la  $P_{DL \text{ útil}}$  se calcula con la máxima corriente o tensión de salida, pero esta eficiencia no es igual para todos los valores de salida. En la Figura 32 se muestra un pequeño estudio de la evolución de las potencias en función de la tensión de salida.

$$\text{Si } V_o = V_{om} = V_{cc} \rightarrow \eta_{\text{máx}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

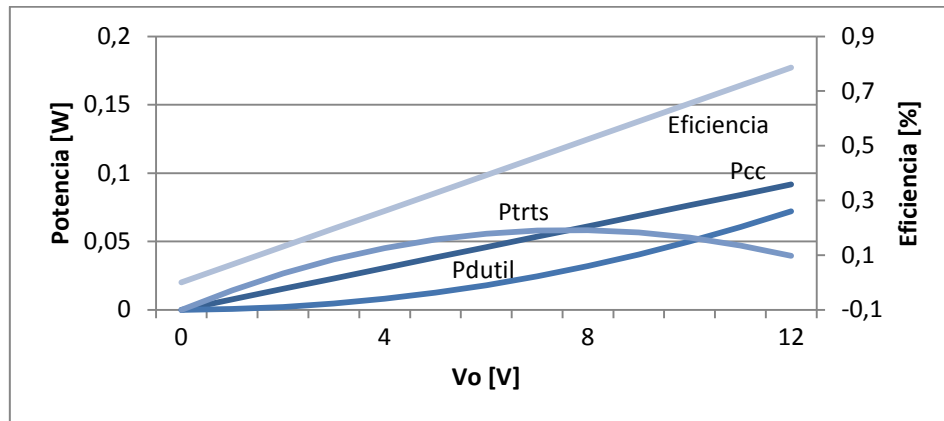


Figura 32: Estudio potencias Amplificador Clase B

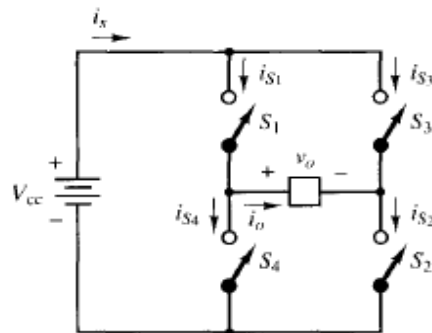
Debido a que la eficiencia, no es demasiado elevada y a que estos circuitos están en desuso se ha descartado su implementación para la solución de nuestro problema ya que para un uso eficiente de un potenciómetro aplicado a un humedal artificial es necesario que la eficiencia del sistema sea la mayor posible con el objetivo de crear la mayor biosostenibilidad posible y el menor uso de recursos.

### 2.2.1.2 Puente en H y filtro LC

También llamado convertidor resonante en puente completo. Como ya se ha comentado previamente un puente de transistores en H puede servir para rectificadores o



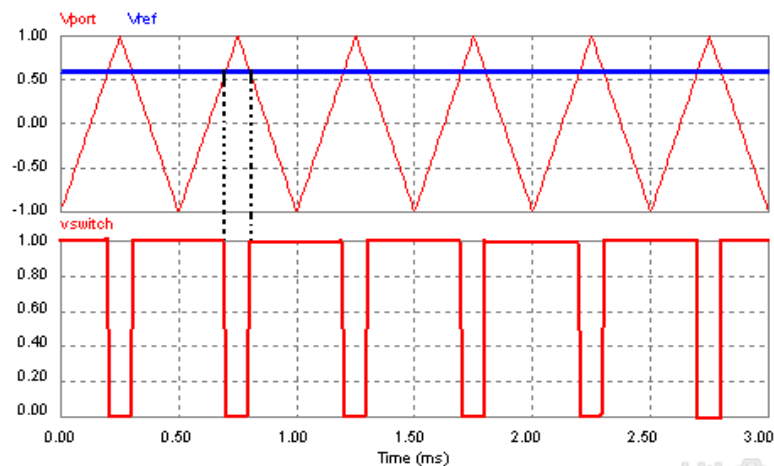
inversores, pero también tienen su aplicación como convertidor de corriente continua en corriente continua por medio de la conversión de CC en CA y luego filtrando dicha señal con un filtro resonante.



**Figura 33: Inversor onda completa**

Una de las ventajas de dicha configuración es que para mantener el mismo valor de tensión que un convertidor CC/CC necesita invertir menos energía debido a que existen 4 transistores y no es necesario polarizarlos a tanta frecuencia como en el anterior caso.

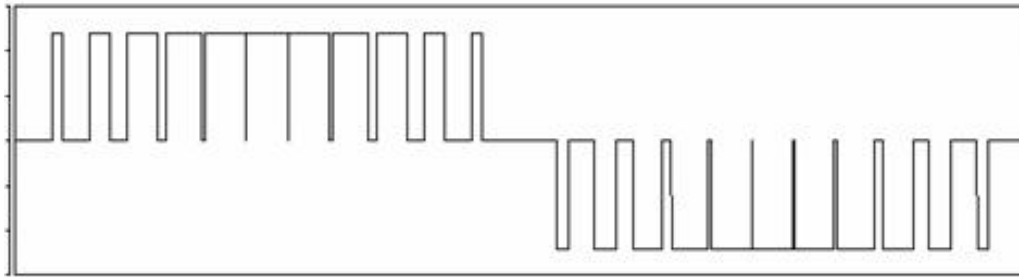
Este convertidor se basa en introducir una señal continua que sustituya a una sinusoidal a modo de señal portadora frente a una triangular y compararlas. Dicha comparación marcará el ancho de los pulsos de la señal de salida y por tanto de la señal continua obtenida al final del circuito.



**Figura 34: Modulación triangular-continua y su salida.**

Es cierto que este tipo de circuitos sufre mucha distorsión debido a los armónicos que genera a ciertas frecuencias con un THD muy grande, pero al ser destinado a convertir CC en CC y no en alterna, este problema no afecta ya que dicha distorsión solo se percibe cuando trabajamos con ondas sinusoidales. (Hart, 2001)

Una de las ventajas de utilizar un puente de transistores es la posibilidad de obtener una señal unipolar que varíe desde 0 a un valor positivo o a un valor negativo según establezcamos la señal en corriente continua de comparación con la triangular. Uno de los requisitos de nuestro sistema, como se comentó en el apartado 1 es que la señal entre los electrodos de referencia y trabajo debe poderse configurar como positiva o negativa, por lo que dicha configuración es ideal con este propósito.



**Figura 35: Señal pulsada unipolar positiva y negativa**

Con este tipo de circuitos existe la posibilidad de trabajar a frecuencias hasta los 300 KHz sin llegar a sufrir una bajada notable de la eficiencia. En nuestro caso no necesitamos frecuencias superiores a los 120 KHz aproximadamente.

Finalmente esta opción ha sido la escogida debido a la posibilidad de obtener señales tanto negativas como positivas ya que en nuestro sistema es necesario un comportamiento como este.

## 2.2.2 Diseño Propuesto

### 2.2.2.1 Driver de potencia

El diseño que finalmente se va a utilizar será un puente de transistores en H acoplando un filtro resonante LC a la salida del mismo.

Gracias a la utilización de un puente en H como convertidor de corriente continua en corriente continua tendremos la posibilidad de conmutar tensiones de salida tanto positivas como negativas, lo que nos da una gran ventaja a la hora de usar el potencióstato ya que muchas veces la tensión entre los electrodos de referencia y trabajo exigirá que en vez de caer del primero al segundo sea justamente al revés y sea el electrodo de trabajo quien posea un mayor potencial. Esto se podrá realizar gracias a la propiedad de conmutación de un puente completo, en el que si las señales a comparar con la triangular para luego polarizar los transistores tienen cierta propiedad la señal de salida será menor que 0 mientras que si utilizáramos otro tipo de driver de potencia este hecho no podría darse.

Lo más apropiado para esta parte del sistema es instalar un circuito integrado de un puente en H ya que estará optimizado en términos de eficiencia y de comodidad a la hora de su utilización y manipulación.

Para comprobar el funcionamiento de este circuito, se ha implementado en el Simulink del software Matlab un puente en H de transistores mosfet con una consigna en corriente continua y 24 V de alimentación (como en el sistema real).

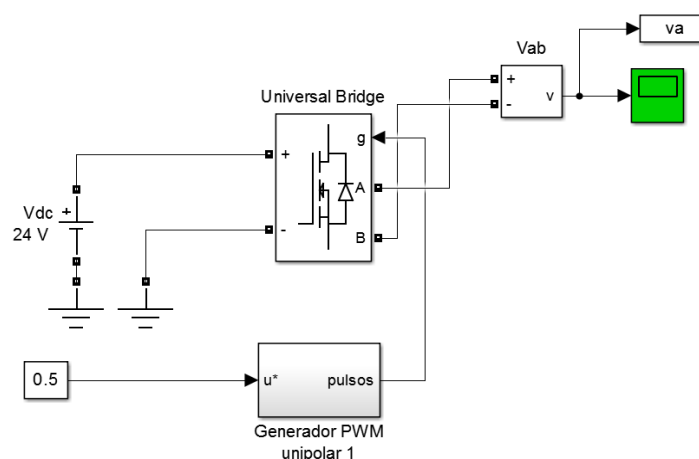
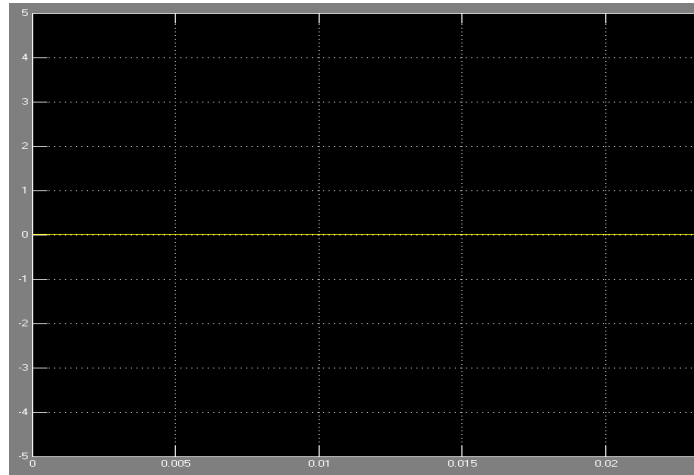


Figura 36: Puente en H y señal de pulsos continua en Simulink

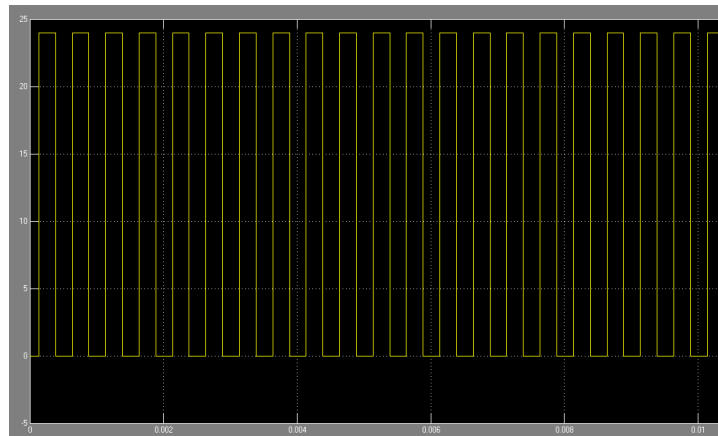
Como puede verse en la imagen solo es necesario cambiar el valor de la constante a introducir (Duty Cycle) en el generador de pulsos para obtener una salida u otra entre los terminales del puente. Si introdujéramos una señal sinusoidal en vez de continua al

generador obtendríamos una señal modulada por ancho de pulsos, mientras que en nuestro caso obtenemos pulsos de un ancho constante.

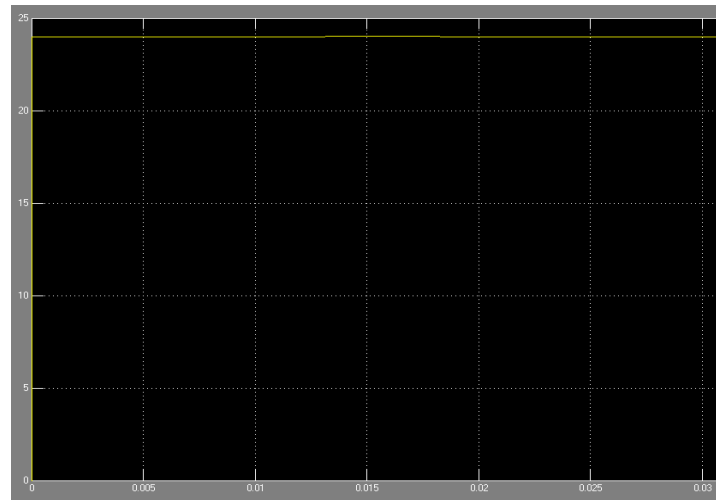
El sistema se ha simulado para valores del ciclo de trabajo iguales a 0, 0.5 y 1, para los que obtenemos las siguientes ondas a la salida del puente respectivamente:



**Figura 37: Salida del puente para  $D=0$**



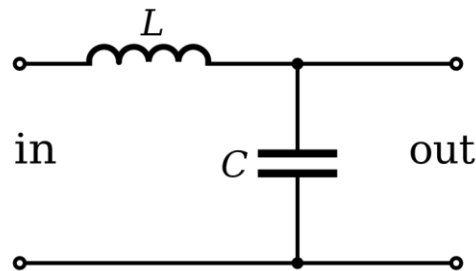
**Figura 38: Salida del puente para  $D=0.5$**

**Figura 39: Salida del puente para D=1**

Se comprueba de esta forma que la salida del puente es directamente proporcional al valor del ciclo de trabajo que nosotros le digamos al sistema con una ventaja muy clara y es que a partir de una entrada de corriente continua unipolar obtenemos una salida pulsada en modo unipolar (de 0 a 24 o -24 V) dependiendo de la consigna que le asignemos al sistema. Para obtener una señal en corriente continua en vez de pulsada deberemos filtrar la señal a través de un filtro resonante LC que habrá que analizar.

### 2.2.2.2 Filtro LC

Este tipo de circuitos se conocen también como filtro resonante debido al efecto que se produce, denominado resonancia eléctrica. Dicho fenómeno consiste en que la impedancia del condensador y la bobina alcanzan el mismo valor, para la cual la impedancia equivalente es mínima y equivalente a la resistencia óhmica. Estos circuitos están formados por una bobina y un condensador que pueden colocarse en serie o en paralelo, para el que existirá una frecuencia de resonancia o anti resonancia para el que la impedancia se hace cero o infinito respectivamente.

**Figura 40: Filtro resonante LC**

En nuestro caso vamos a utilizar un filtro LC como el de la figura con una carga resistiva en paralelo al condensador, que serán los electrodos del potenciómetro. De momento los trataremos como una simple resistencia de aproximadamente 100 ohmios ya que su comportamiento se asemeja mucho a una resistencia con este valor.

La función de transferencia de dicho circuito es equivalente a:

$$\frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = \frac{1}{1 + s^2 \cdot L \cdot C}$$

Si tratamos el filtro desde el dominio de la frecuencia o dominio de Laplace podemos afirmar que el condensador junto con la inductancia introduce un polo doble en la frecuencia de resonancia que modificará el esbozo del diagrama de Bode a dibujar para la función de transferencia.

Si tenemos en cuenta que (Wilkie):

$$s = j\omega \quad \text{y} \quad j^2 = -1$$

Obtenemos una función de transferencia en el dominio de la frecuencia igual a:

$$V_{salida} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$$

De teoría de control básica (Barrientos Cruz) es sabido que un denominador igual a cero es lo mismo que decir que el sistema tiene un polo para el valor de la frecuencia al que ocurre este hecho, por lo tanto si igualamos el denominador a 0 obtendremos que:

$$1 = \omega^2 LC$$

Y por consiguiente obtendremos una pulsación equivalente a:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

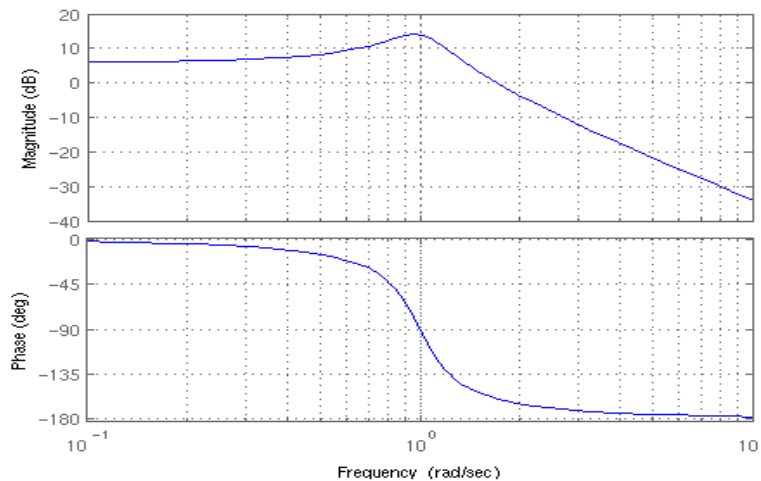
La relación entre la pulsación y la frecuencia es:

$$\omega = 2\pi f$$

Por lo que la frecuencia de resonancia, denominada así debido al tipo de filtro del que proviene será finalmente:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Si dibujamos la respuesta del sistema en función de la frecuencia obtendremos un diagrama de Bode como el siguiente (Barrientos Cruz):



**Figura 41: Diagrama de Bode de un filtro LC genérico**

Como se puede comprobar en la imagen previa, a la frecuencia de resonancia el sistema tiene un polo doble. Habrá que tener en cuenta que un polo de un sistema hace decrecer la magnitud de la salida frente a la entrada una cantidad de  $20 \frac{dB}{dec}$  por consiguiendo un polo doble hará que dicha magnitud decaiga  $40 \frac{dB}{dec}$  teniendo un máximo precisamente a dicha frecuencia ya que al hacerse cero el denominador tenemos una ganancia igual a infinito idealmente. En la realidad ocurre que al existir resistencias parásitas y el efecto de carga a la salida la ganancia jamás será realmente infinito, pero si considerablemente grande con respecto al resto del sistema.

La fase de un diagrama de bode comienza a descender una década antes hasta una década después del valor del polo con un valor de  $45^\circ$  por década, por lo que un polo introduciría una bajada de  $90^\circ$  en la fase del sistema (Barrientos Cruz). En este caso al contar con dos polos en el mismo punto del rango de frecuencias, tendremos una bajada de  $90^\circ$  por década haciendo un total de un decremento de  $180^\circ$  en la fase, como bien se puede ver en la imagen previa.

Si ahora analizamos el valor de la impedancia total de un filtro resonante, vemos que la impedancia es equivalente a la siguiente expresión:

$$Z = j \cdot L\omega - j \frac{1}{\omega C} = j \cdot X_s$$

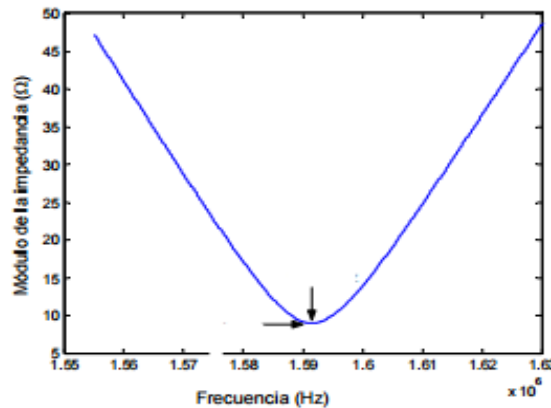
Siendo

$$X_s = \cdot L\omega - \frac{1}{\omega C}$$

Por lo tanto la frecuencia de resonancia será:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A dicha frecuencia el filtro responde de la siguiente manera:



**Figura 42: Respuesta de la impedancia de un filtro LC en función de la frecuencia**

Para dicho valor la impedancia tiende a cero, aunque como hemos dicho antes nunca llega a ser cero debido a los efectos no lineales de condensador e inductancia.

Como requisito del sistema necesitamos que el rizado a la salida del filtro no exceda un valor de 2 mV, por lo que la ganancia del sistema será:

$$\frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = \frac{2mV}{24V} = 1 \cdot 10^{-4}$$

En dB podemos expresarlo como:

$$G(dB) = 20 \log\left(\frac{1}{1 \cdot 10^{-4}}\right) = 80dB$$

Por tanto ahora conocemos la ganancia del sistema expresada en decibelios, y como ya se ha comentado previamente en un sistema con dos polos la ganancia se reduce 40 dB por década, si dividimos los 10000 que desciende la frecuencia por década y multiplicamos por 10 para obtener la frecuencia en Hz obtenemos que:

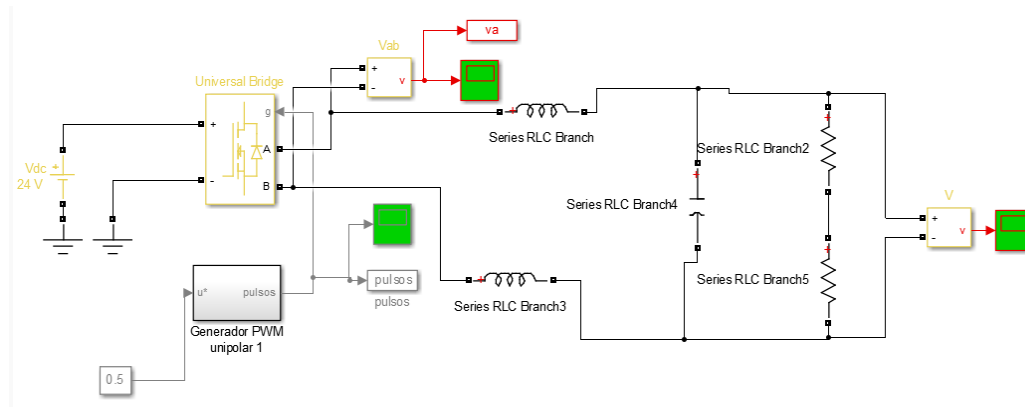
$$\frac{10000}{80} = 250 \text{ déc} \cdot 10 \frac{Hz}{\text{déc}} = 1250 \text{ Hz} = \text{aprox } 1KHz$$

Si introducimos el valor de la frecuencia calculado en la ecuación y fijando la inductancia a un valor máximo por motivos de tamaño físico, ya que a medida que el valor en Henrios de una bobina aumenta, el tamaño físico de esta aumenta proporcionalmente, obtenemos que:



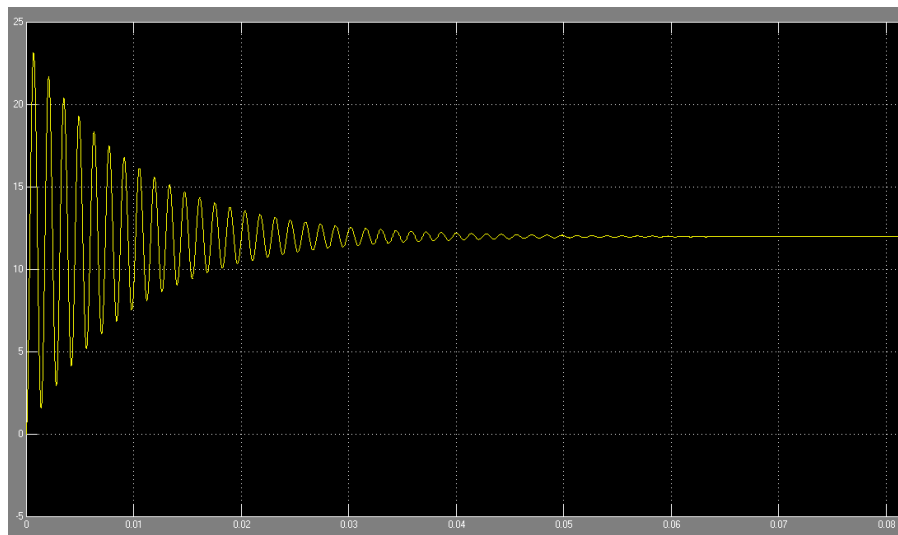
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow C = 25\mu F, L = 1mH$$

Si introducimos los valores de dichos componentes en el simulador Matlab en el siguiente circuito, obtenemos una salida del filtro medida sobre una resistencia de 200  $\Omega$ . El circuito implementado en Simulink es el siguiente:



**Figura 43: Circuito puente en H y filtro LC a la salida.**

La simulación resultará tal que:



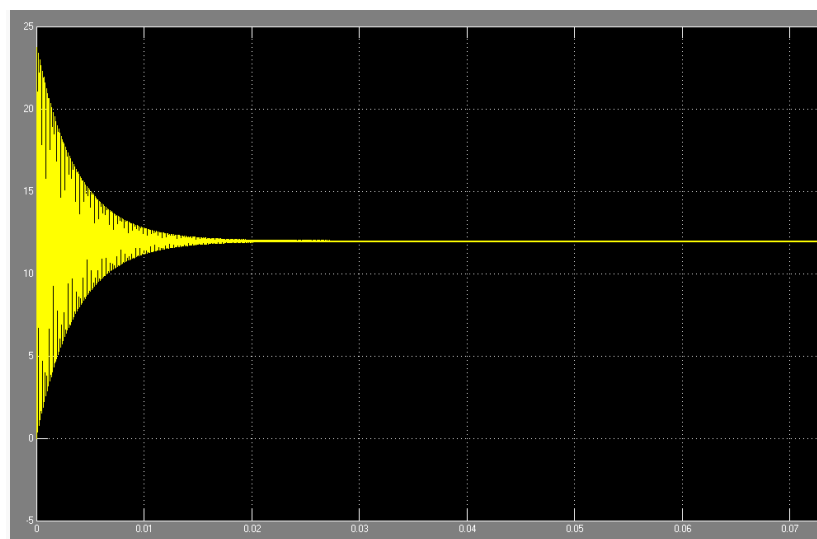
**Figura 44: Simulación salida del filtro para L=1mH y C= 25uF**

Como se ve claramente en la imagen, el sistema filtra la señal pero tarda más de 80 mili segundos en hacerlo, por lo que nuestro sistema se comportaría como deseamos pero invirtiendo un tiempo excesivo en responder ya que dicho tiempo se vería incrementado debido al resto del sistema del potencióstato.

Para solucionar este hecho se ha colocado un condensador de mayor capacitancia en el filtro resonante, con ello conseguimos que la frecuencia de resonancia sea menor y la ganancia del sistema llegue a la deseada en menos tiempo que antes.

El valor escogido para dicho condensador también se ha visto condicionado por las condiciones que restringen el sistema, ya que al existir la posibilidad de encontrarnos con señales tanto positivas como negativas el condensador no puede tener polaridad por lo que las opciones de condensadores electrolíticos quedan totalmente descartados. Los condensadores fabricados en plástico necesitan un mayor tamaño que los anteriores para poseer la misma capacitancia por lo que ahora queda llegar a un equilibrio entre tamaño y capacitancia del componente. Viendo los tamaños de los condensadores fabricados por el fabricante RS (surtidor de componentes al INTA) se ha decidido colocar un condensador de un valor de  $100\mu\text{F}$ . Para ahorrar en espacio en la placa de prototipos se ha decidido colocar dos condensadores de  $47\mu\text{F}$  cada uno para mantener la capacitancia calculada previamente.

Se ha simulado el comportamiento del sistema con los componentes que se han decidido colocar teniendo en cuenta la ganancia, el tamaño, el precio y la respuesta del sistema y se ha obtenido una respuesta a la salida del circuito resonante como la mostrada a continuación:



**Figura 45: Señal salida filtro LC con  $L=2\text{mH}$  y  $C=100\mu\text{F}$**

Una vez hemos conseguido una respuesta filtrada a la salida del circuito LC podemos pasar a analizar cómo se comportaría el sistema completo, para ello hemos de decidir primero cuál será el sistema de control.

### 2.2.2.3 Sistema de control

Una vez implementado el filtro y el driver de potencia debemos ser capaces de controlar el sistema entero. Para ello se ha contemplado la opción de desarrollar un control por software pero dado que el potencióstato trabaja todas las señales por hardware y es preferible evitar en la medida de lo posible la manipulación de señales digitales, se ha decidido implementar un control del sistema vía hardware para minimizar el error y obtener así una mayor precisión (Barrientos Cruz).

Si analizamos el hecho de que el usuario debe tener la posibilidad de modificar el valor de la tensión entre los electrodos de referencia y trabajo y dicha modificación actuará sobre el sistema completo la solución óptima para realizar el control del potencióstato es implementar un sistema realimentado en el que las modificaciones en una parte del sistema (en este caso la consigna establecida por el usuario) nos permitan minimizar el error en régimen permanente.

Para implementar un controlador PID primero veamos de que se trata: Un controlador proporcional-integral-derivativo (PID) se basa en calcular la desviación entre un valor del sistema y un valor establecido por el propietario (en este caso lo denominaremos consigna).

Previo análisis de las partes de dicho controlador vamos a comentar las partes más significativas de una señal de un sistema realimentado con la ayuda de la siguiente imagen (Gil Nobajas, y otros, 2004).

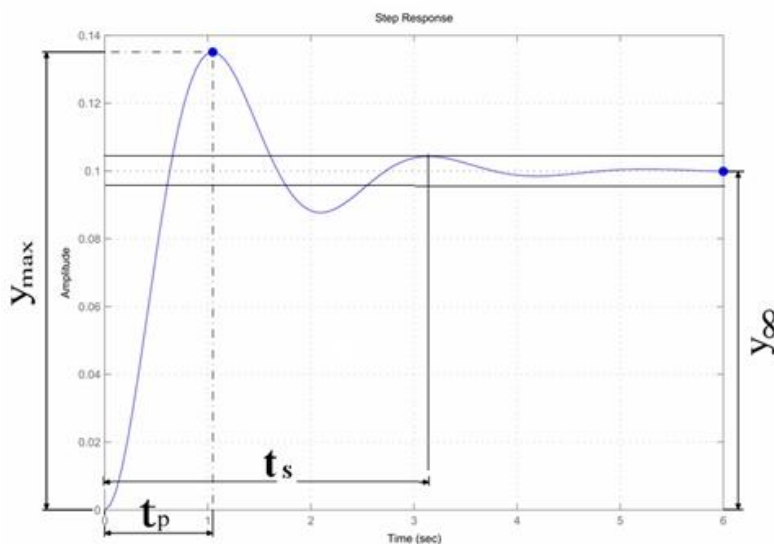
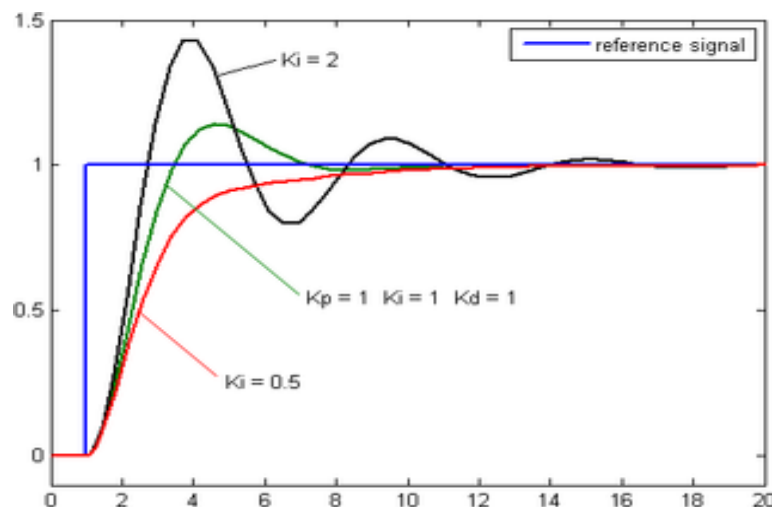


Figura 46: Señal de salida de un sistema realimentado

Vemos que tenemos 4 parámetros básicos dentro de una señal de control que son (Gil Nobajas, y otros, 2004):

- El tiempo de estabilización ( $T_s$ ) estabilización es el tiempo que tarda el sistema en que la señal se mantenga constante para un valor.
- El tiempo de pico ( $t_p$ ) es el tiempo que emplea el sistema en que la señal forma la primera sobre oscilación.
- La sobreoscilación ( $y_{max}$ ) es el valor de pico máximo que toma la curva. Generalmente se da en % en función de la salida estabilizada.
- La ganancia infinita ( $y^\infty$ ) es el valor para el que el sistema se vuelve estable y deja de oscilar con el tiempo.

Este tipo de algoritmos de control consta de 3 partes. La primera de ellas es la parte proporcional y consiste en introducir en la señal de error del sistema una ganancia para tratar de que el error en régimen permanente se aproxime a cero. Si dicha ganancia es excesivamente elevada el sistema comenzará a oscilar y se volverá inestable. En la siguiente imagen podemos observar como variará la señal de salida de un sistema ante una entrada tipo escalón unitario, comúnmente usada dicha señal en ingeniería de control debido a su simplicidad, dependiendo del valor que introduzcamos para la ganancia proporcional  $K_p$ .



**Figura 47: Salida de un sistema realimentado en función de  $K_p$**

La fórmula para el control proporcional es la siguiente (Gil Nobajas, y otros, 2004):

$$P = K_p \cdot e(t)$$

Siendo  $e(t)$  el error en régimen permanente.

Como vemos en la imagen si aumentamos demasiado la ganancia proporcional ocurrirá el efecto denominado sobre oscilación y se dice que el sistema es un sistema subamortiguado (línea negra en la imagen previa). Dicho fenómeno consiste en la

amplitud diferencial existente en la primera oscilación de un sistema entre la señal de control y la señal de referencia y es recomendable que no supere el 30% del valor de la señal.

En cambio si la señal de control nunca llega a alcanzar un valor mayor que la señal de control podremos afirmar que es un sistema sobreamortiguado (línea roja en la figura 47) (Gil Nobajas, y otros, 2004).

La segunda parte en un sistema PID se trata de la acción integral que se encarga de eliminar el error introducido en el sistema por parte de la acción proporcional a través de la integración del error a costa de sufrir una reducción en el tiempo de estabilización y una mayor sobreoscilación por lo que no podremos aumentar a nuestro libre albedrío la constante de ganancia integral si no queremos que nuestro sistema se haga inestable. La fórmula de la parte integral de un sistema es la siguiente (Gil Nobajas, y otros, 2004):

$$I = K_I \cdot \int e(t) \cdot dt$$

Por último en un controlador tipo PID encontramos la parte derivativa y ésta solo se manifiesta si hay cambios en el valor absoluto del error. Una ganancia derivativa lo que pretende es minimizar el error corrigiéndolo a medida que este varía en función del tiempo anticipándose a él. Al igual que en las dos previas partes del controlador el aumento de la ganancia derivativa tiene consecuencias sobre los parámetros característicos del sistema; al aumentar  $K_d$  disminuimos la sobreoscilación y aumentamos el tiempo de subida y estabilización, por lo que tendremos un sistema más estable y a la vez más lento. La fórmula para la parte derivativa de un PID es (Gil Nobajas, y otros, 2004):

$$D = K_D \cdot \frac{de}{dt}$$

Si finalmente sumamos las tres expresiones obtenidas previamente obtenemos que la fórmula para un controlador PID será la siguiente (Gil Nobajas, y otros, 2004):

$$y(t) = K_p \cdot e(t) + K_I \cdot \int e(t) \cdot dt + K_D \cdot \frac{de}{dt}$$

Hemos comprobado cómo es un controlador PID y cuáles son sus parámetros, pero ahora es lógico hacerse una pregunta: ¿Cómo calcular dichos parámetros? Existen varios métodos a utilizar pero vamos a centrarnos en dos de ellos que son el ajuste manual o el Ziegler-Nichols.

El ajuste manual de un PID se realiza siguiendo unos pasos hasta llegar a la solución del valor de las constantes del controlador: Partimos de que las tres ganancias comienzan en estado cero y vamos modificando una a una. Primero se aumenta la ganancia

proporcional hasta que el sistema oscile, luego se toma la mitad del valor calculado. Una vez establecido P, se aumenta la variable integral hasta conseguir que el sistema responda en un tiempo óptimo para el sistema, pero cuidado que al aumentar demasiado  $K_i$  podemos hacer fácilmente inestable el sistema. Por último se aumenta el valor de  $K_d$  para conseguir un sistema lo suficientemente rápido, sólo si se necesita pero en muchos casos la variable derivativa se mantiene a 0 debido a que muchos sistemas no son capaces de soportar su acción.

El segundo método posible en cálculo de PID es el Ziegles-Nichols (Graf). Su nombre proviene de sus creadores John G. Ziegler y Nathaniel B. Nichols. Su teoría se basa en ajustar un PID de acuerdo a una tabla que implementaron y que habrá que ver en cada caso particular cual es el método más apropiado para el sistema en cuestión. Dicha tabla es la siguiente (Graf):

Tipo control\Variables	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P	$0.5K_u$	-	-
PI	$0.45K_u$	$1.2K_p/T_u$	-
PD	$0.8K_u$	-	$K_pT_u/8$
PID	$0.6K_u$	$2K_p/T_u$	$K_pT_u/8$

El método Ziegler-Nichols establece un patrón a seguir para todos los controladores y es obvio que no todos los sistemas físicos se comportan igual por lo que muchas veces funcionará pero no será el control óptimo para el sistema por lo que en nuestro caso se ha tomado la decisión de ajustar el controlador por el método del ajuste manual.

A partir de aquí el sistema podría darse por realimentado negativamente como se muestra en la imagen pero tiene un inconveniente y es que a la hora de simular los tiempos de ejecución del Matlab son muy grandes y por ende sería perder mucho tiempo si realizamos las simulaciones con el sistema entero, por ello se ha decidido realizar el modelo de Laplace de cada componente del sistema para que el tiempo de las simulaciones se reduzca notablemente y poder realizar pruebas más rápidamente. Cada elemento tiene su equivalente en Laplace, vamos a ver los más significativos:

El puente en H se puede asemejar a una ganancia de 24 V ya que si al puente le introducimos una consigna de 1 la salida es de 24V y si introducimos 0 la salida será nula. El controlador PID simplemente son varias ganancias que sumadas forman la señal que le llega al puente en H.

El filtro resonante resulta algo más complejo de calcular en el dominio de la frecuencia, vamos a ver el procedimiento:

Nuestro objetivo es encontrar la función de transferencia del filtro LCR que vamos a introducir en nuestro sistema, para ello sabemos que la función de transferencia es:

$$H(s) = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = \frac{C/R}{L + C/R}$$

Sabemos que la impedancia de resistencia, condensador e inductancia respectivamente es:

$$Z_R = R$$

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_L = j\omega L$$

Como es sabido, para trabajar en el dominio de Laplace hay que realizar la transformación:

$$j\omega = s$$

Por lo tanto la función de transferencia del filtro será equivalente a:

$$H(s) = \frac{\frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}{sL + \frac{\frac{R}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}} \rightarrow \frac{\frac{\frac{R}{sC}}{RSC + 1}}{\frac{LCRs^2 + Ls + R}{RCs + 1}}$$

Si dividimos todo por R obtenemos:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{Cs + 1}}{\frac{CLs^2 + \frac{L}{R}s + 1}{Cs + 1}} \rightarrow \frac{1}{CLs^2 + \frac{L}{R}s + 1}$$

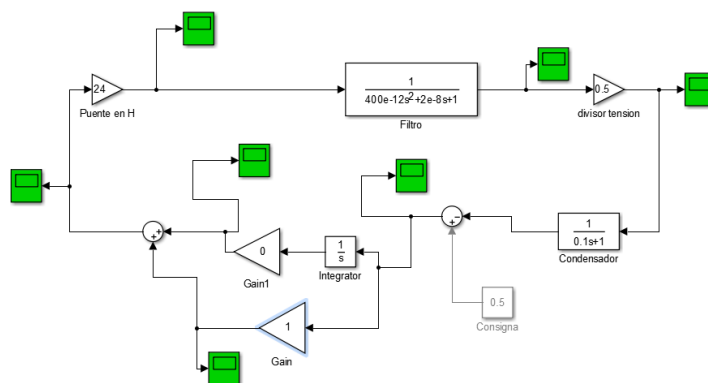
Esa será la función de transferencia del filtro resonante. Tiene bastante coherencia si recordamos que un filtro resonante introducía dos polos en el sistema y así puede comprobarse ya que el denominador tiene un término de  $s^2$  los que nos dice que es un polo doble. Si sustituimos los valores de los componentes previamente calculados obtener una función de transferencia para el filtro como la siguiente:

$$H(s) = \frac{1}{400 \cdot 10^{-12}s^2 + 2 \cdot 10^{-8}s + 1}$$

El PID únicamente son dos ganancias a partir de la consigna, una de ellas integrada (dividida por  $s$ ) y luego sumadas para que la acción independiente de cada parte del controlador se sume y tengamos un PID.

El divisor de tensión consiste en simular las dos impedancias que existirán entre los tres electrodos del potencióstato, aunque probablemente en la realidad no sean iguales y el divisor no sea de la mitad para simular el comportamiento del sistema es suficiente.

Si introducimos todos los elementos en el Matlab tendremos un sistema como el siguiente:

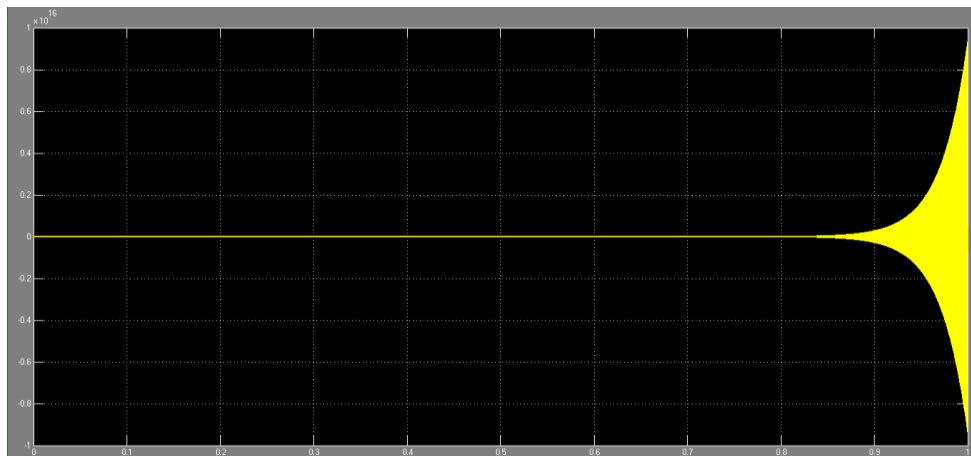


**Figura 48: Esquema del sistema realimentado**

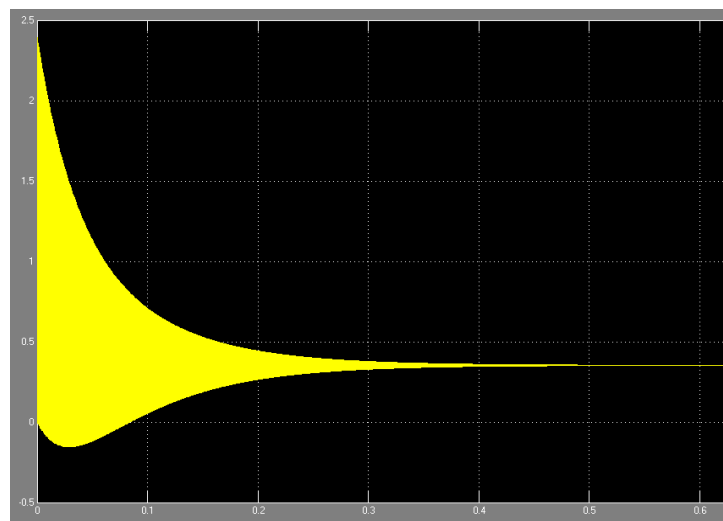
En la imagen se ve que las ganancias integral y proporcional están a cero ya que aún no hemos calculado sus valores. Por el momento no se ha introducido una parte derivativa en el PID, de ser necesario se añadirá más tarde. La consigna se mantendrá de momento a 0.5 para comprobar que funciona ya que si utilizamos los valores 0 o 1 la señal estaría saturada aunque el sistema funcionaría de la misma forma que lo hace para 0.5.

Para ajustar el controlador ya se ha dicho que se va a utilizar el método del ajuste manual, por lo que lo primero que debemos hacer es buscar un valor de la constante proporcional para el que la señal de salida oscile. Comenzamos con una ganancia de 1 por comodidad y se obtiene una salida como la siguiente imagen:

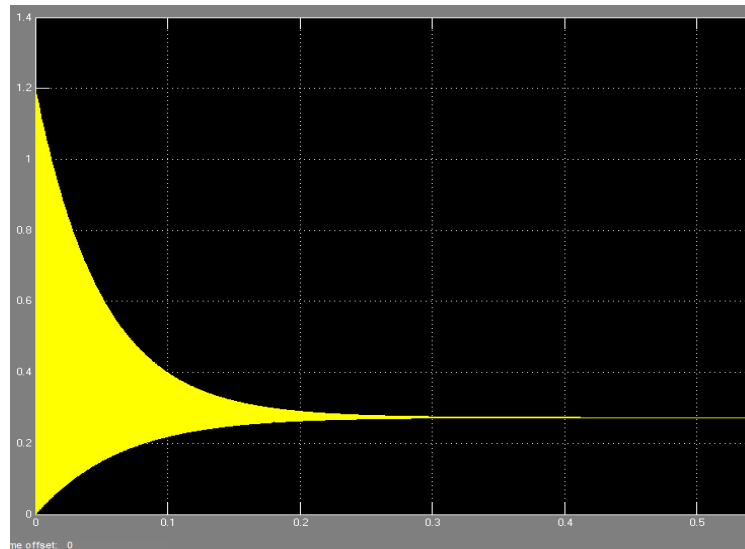


**Figura 49: Salida del sistema para  $K_p=1$** 

La salida obtenida es inestable y oscila para valores muy altos. Vemos que en poco tiempo la salida llega a tomar valores del orden de  $10^{26}$  que es un valor extremadamente grande en comparación con la señal de entrada del sistema, ello nos dice que no converge a ningún valor y se convierte en un sistema inestable. Ahora se probará con una ganancia proporcional menor para ver la respuesta del sistema ante dicho estímulo, por ejemplo con una ganancia de 0.2.

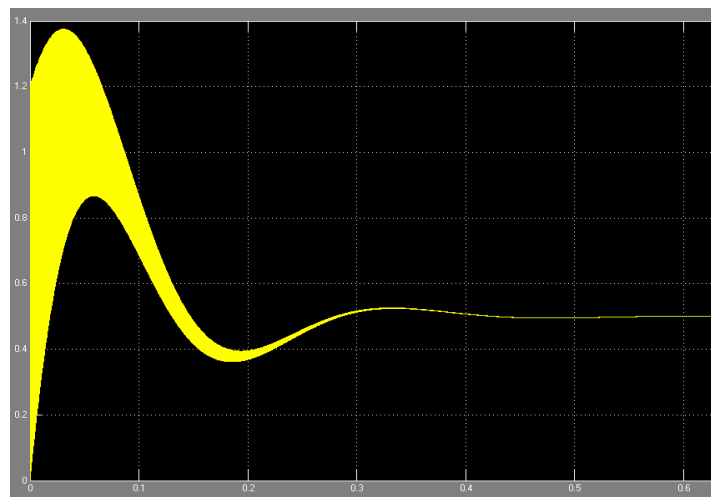
**Figura 50: Salida del sistema para  $K_p=0.2$** 

Vemos en la imagen que el sistema ya no oscila y converge a un valor pero el sistema tarda mucho tiempo en llegar a establecerse y dejar de oscilar además de tener una pequeña sobreoscilación en la parte inferior, esto sucede así porque el valor al que converge es menor que el valor de referencia desde el que parte el sistema. Por lo tanto tomaremos la mitad del valor seleccionado para comprobar que tiene una mejor respuesta, en este caso  $K_p=0.1$ .



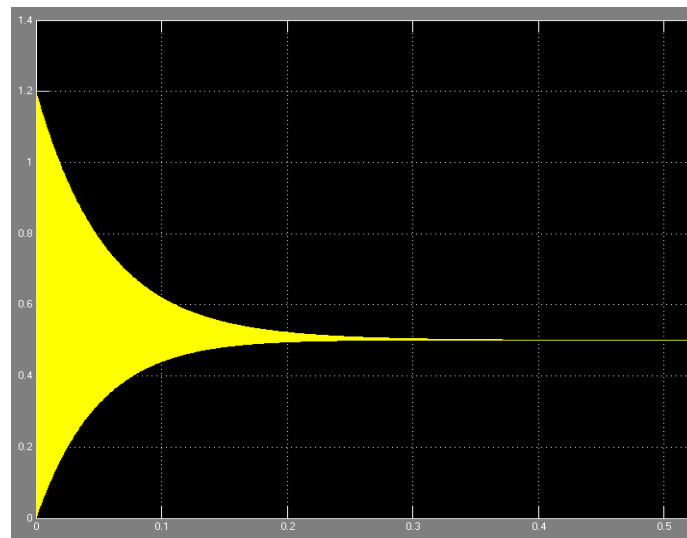
**Figura 51: Salida del sistema para  $K_p=0.1$**

Podemos comprobar que la salida en este caso se estabiliza más rápido que la iteración previa y que la sobreoscilación ha desaparecido por lo que mantendremos dicho valor para la ganancia proporcional. El siguiente paso será determinar el valor de la constante integral para reducir el error en régimen permanente. Para ello, colocamos inicialmente una ganancia integral de 5 y simulamos para ver la respuesta a la salida. La siguiente imagen muestra el resultado:



**Figura 52: Salida del sistema para  $K_p=0.1$   $K_i=5$**

Al introducir una ganancia integral bastante más grande que la proporcional vemos que la respuesta a la salida es una salida subamortiguada con una sobreoscilación muy grande y un tiempo de estabilización alto, por lo que reduciremos la ganancia integral para tratar de conseguir una señal más acorde con nuestro objetivo, para ello probamos con una ganancia integral 10 veces mayor que la proporcional  $K_i=1$ .



**Figura 53: Salida del sistema para  $K_p=0.1$  y  $K_i=1$**

Si analizamos la imagen vemos que el sistema es estable, con una salida convergente al valor de la consigna reduciendo así el error en régimen permanente y con un tiempo de estabilización de unos 300ms, por lo que no es necesario añadir una acción derivativa y ya tenemos nuestro controlador PI con el que controlar el sistema de bucle cerrado formado por el potencióstato.

$P=0.1$        $I=1$

#### **2.2.2.4 Comunicación potencióstato**

El potencióstato debe ser capaz de tomar medidas de forma continua además de establecer el potencial indicado por el usuario entre los electrodos de trabajo y referencia pero para ello necesita algún tipo de control externo al hardware además de la interacción usuario-sistema.

Dicho control del potencióstato se realizará mediante un micro controlador debido a la flexibilidad que estos permiten y a la gran variedad de recursos que es posible manejar en estos aparatos que será programado y luego gestionado por un ordenador que hará las veces de herramienta para que el usuario sea capaz de poder realizar cambios en el sistema. Gracias a un micro controlador debemos ser capaces de:

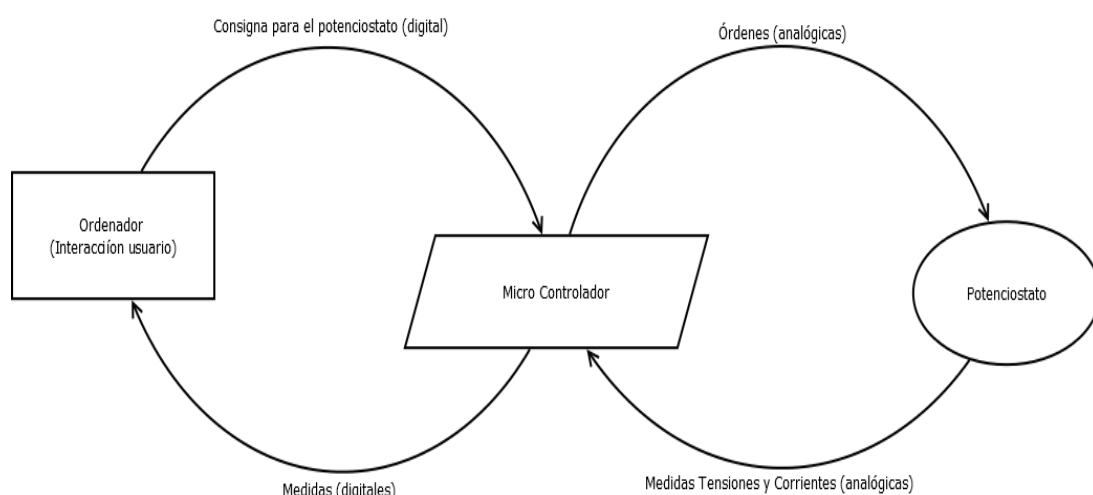
1. Conseguir la consigna a establecer entre los electrodos del potencióstato.
2. Mandar y recibir datos desde el potencióstato.
3. Obtener señales de reloj para contar tiempos.
4. Generar interrupciones en la secuencia de acciones a realizar.
5. Convertir señales analógicas en digitales y viceversa.
6. Servir de puente entre el usuario y el potencióstato.

Por tanto debemos de tener un sistema general formado por tres elementos principales que son el potencióstato, un micro controlador y un ordenador.

Uno de los inconvenientes de este tipo de sistemas reside en el tipo de señales que gestiona cada uno de los elementos ya que por ejemplo el ordenador utiliza señales puramente digitales y el potencióstato usa únicamente hardware por lo que serán señales analógicas. Para ello se dispone el micro controlador ya que es capaz de convertir señales analógicas en digitales y digitales en analógicas (algunos necesitan periféricos para ello).

Para cada acción el micro controlador tiene una serie de partes y capacidades que le permiten desarrollar distintas tareas como por ejemplo (Valdés Pérez, y otros, 2007):

- USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter): Es una parte de casi todos los micros que permite enviar y recibir datos e información a través de los puertos habilitados.
- SPI (Serial Peripheral Interface): Se trata de un sistema de transmisión de información típicamente usado entre equipos electrónicos y circuitos integrados. A partir de él se pueden configurar convertidores de información a través de las señales comunes a todos los SPI que son: MOSI, MISO, SCLK y SS.
- TIMERS: Son relojes dentro de un micro controlador para generar interrupciones cada cierto tiempo o contar unidades de tiempo.
- GPIO (General Purpose Input Output): Son pines de propósito general de un micro que son programables para utilizar como entradas o salidas así como su comportamiento.



**Figura 54: Esquema sistema completo**

Por último se implementará un software por ordenador para que el usuario sea capaz de controlar el sistema sin hacer cambios en el sistema y únicamente necesite seleccionar



la tensión entre electrodos para que se cumpla. Dicho software se comunicará con un microcontrolador para que este gestione las entradas y las salidas del potencióstato.

Vemos que tenemos un sistema con tres elementos básicos. La parte del potencióstato ya se ha analizado la aproximación a llevar a cabo en ella. A partir de aquí se tratará de explicar el desarrollo en la implementación del sistema completo.



### 3. Implementación de la Solución Propuesta.

## 3.1 Hardware

Hemos de tener en cuenta antes de analizar cada parte del hardware del sistema que se van a utilizar los modelos de amplificadores operacionales LM319 y TL084 ya que además de su gran flexibilidad en multitud de aplicaciones su encapsulado cuenta con 4 amplificadores conectados a distintos pines por lo que en un mismo encapsulado podemos realizar varias funciones simultáneas, ahorrando así espacio en la placa.

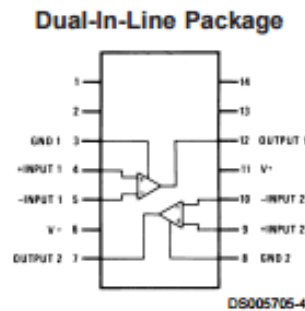


Figura 55: Encapsulado LM319

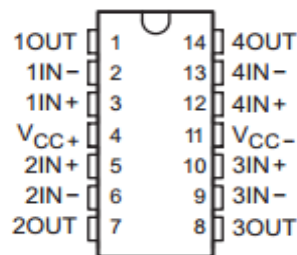


Figura 56: Encapsulado TL084

### 3.1.1 Sistema de alimentación

Para que el hardware del potencióstato funcione correctamente es necesario alimentar todos los circuitos integrados y componentes del mismo. Vamos a analizar qué componente es el más exigente a la hora de seleccionar un valor para nuestra fuente de energía.

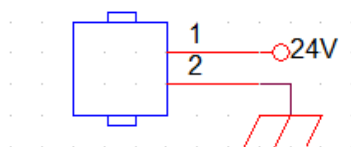
Los amplificadores operacionales suelen tener unos valores típicos de  $\pm 5V$  o  $\pm 15 V$  en la alimentación para ser capaces de funcionar correctamente.

Los convertidores digital a analógico suelen funcionar en un rango de 2.5V a 5V en su alimentación.

El micro controlador usualmente toma la tensión de entrada desde el mismo ordenador al que está conectado para comunicarse con él.

El puente de transistores en H necesita una alimentación típicamente de entre 12V y 50V. El sistema tiene el requerimiento de que la tensión máxima en valor absoluto entre los electrodos de trabajo y control sea de 24V, por lo que dicho valor será el máximo que deberá ser capaz de proporcionar el puente para un ciclo de trabajo del 100%. Por este motivo y viendo que los demás elementos del sistema necesitan valores más pequeños en sus alimentaciones se ha decidido que en el sistema exista una única entrada de alimentación con un valor de 24V.

Para ello se utilizará un conector de dos pines para poder conectar la parte positiva y la masa de la fuente de alimentación al circuito.



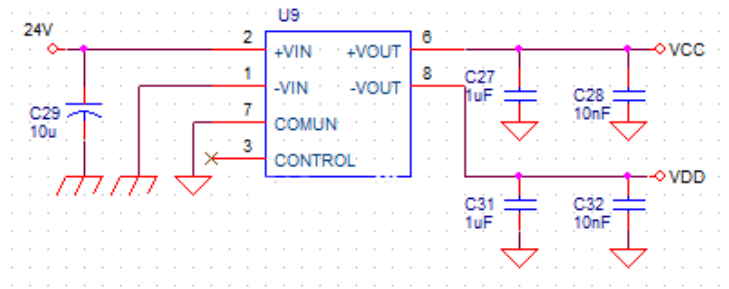
**Figura 57: Conector para la alimentación del sistema.**

Como ya hemos comentado existen componentes en el circuito a los que es necesario alimentar para su funcionamiento. Para ello y con el objetivo de únicamente utilizar una fuente se ha decidido colocar un convertidor DC/DC para obtener a partir de los 24V diferentes valores de tensión.

Los amplificadores operacionales utilizados en el proyecto son los modelos LM335 y TL084 debido a su común uso y familiarización con dichos componentes a nivel internacional. Dichos amplificadores están alimentados a  $\pm 5V$  por lo que necesitamos convertir los 24V de entrada en una salida tanto positiva como negativa de 5V. Para ello se ha utilizado el convertidor lineal DC/DC TMA 2405D del fabricante Traco Power.

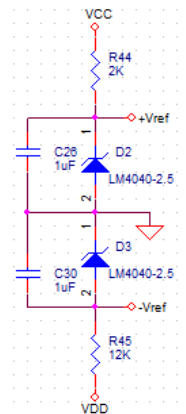
Para el funcionamiento de dicho circuito únicamente necesitamos alimentarlo a una tensión de 24V y automáticamente él nos dará a través de dos salidas los 5V tanto positivos como negativos además de una masa que crea el propio integrado. En la siguiente imagen se puede comprobar como se ha conectado además de ver que se han colocado unos condensadores en paralelo con cada una de las salidas para mantener una tensión más constante si cabe de la que el circuito proporciona. Vcc es el equivalente a 5V y Vdd el equivalente a -5V.





**Figura 58: Convertidor DC/DC**

Además de necesitar 5 voltios en el sistema, existirán ciertas partes del circuito en las que se necesite la mitad de este valor obtenido a partir del convertidor. Para conseguir estos  $\pm 2.5V$  se ha recurrido a los famosos diodos Zener que establecen un cierto potencial entre su ánodo y cátodo si se polarizan correctamente. En este caso se ha utilizado el modelo LM4040-2.5 que establece una tensión de 2.5 voltios. Si se realiza la siguiente disposición en el circuito se obtendrán  $\pm V_{ref}$  equivalentes a los valores deseados. Con las tensiones de 24, 5 y 2.5 voltios tenemos todos los valores de tensiones necesarios para alimentar todos los componentes del sistema completo.



**Figura 59: Circuito para obtener  $\pm V_{ref}$ .**

### 3.1.2 Sistema analógico de medida de tensiones y corrientes

En el sistema debemos ser capaces de visualizar los valores instantáneos de las corrientes y tensiones más relevantes para el potencióstato. Con este propósito, se han realizado varios circuitos analógicos para que dichas medidas estén ajustadas a los requisitos.

Las medidas que debemos ser capaces de medir del sistema y visualizar desde el ordenador son la corriente a través del puente en H y el voltaje entre los electrodos de trabajo y referencia, sobre todo esta última debido a que es el valor que deseamos

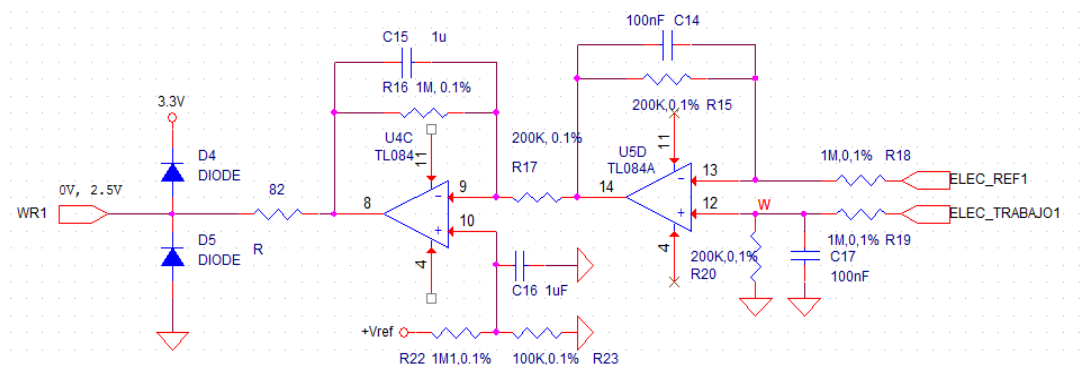
controlar dentro del humedal artificial para la estimulación de bacterias por lo que debemos ser capaces de comprobar si se está llevando a cabo o no.

Ya se ha hablado de que las tensiones entre los electrodos de control y trabajo son de un máximo de 24V, esto es debido a que la diferencia de potencial entre los electrodos de referencia y trabajo debe ser de  $\pm 1.25V$  y mediante prueba y error se ha determinado que el valor de la impedancia de los humedales obliga al sistema a establecer dichos valores entre control y trabajo.

Como las medidas pueden ser mayores o menores que cero y van a pasar a través de micro controlador nos obliga a tratar únicamente tensiones positivas para que el micro sea capaz de interpretarlas y mandarlas al ordenador. Por ello, es necesario hacer un acondicionamiento de la señal para mantenerla en un rango positivo en todo el rango de tiempos que se mida. Dicho acondicionamiento puede ser de dos tipos: incrementar el nivel de *offset* y/o aumentar la ganancia. En algunas de las medidas será necesario solo alguna de las dos mientras que en otras serán necesario ambas.

Además hay que tener en cuenta que los operacionales con lo que se va a implementar la circuitería del sistema están alimentados a  $\pm 5V$  y si no queremos que dichos operacionales se saturen los valores de tensiones nunca pueden sobrepasar dichos  $\pm 5V$ , de lo contrario la salida quedaría fijada al mismo valor de la alimentación siendo falsas las medidas (López Ferreras).

Vamos a analizar el circuito de acondicionamiento de señal que se ha utilizado con dicho propósito:



**Figura 60: Circuito medida  $V_{wr}$**

Vemos que el circuito consta de dos amplificadores TL084 realimentados negativamente, pero no ambos desempeñan la misma función. Vemos que en el primero de ellos se encuentran las entradas de los valores de los electrodos de referencia y trabajo. Dicho primer amplificador funcionará en modo diferencial para obtener la resta de ambas señales, ya que no queremos su valor respecto a masa si no entre ellas (Pérez García, 2008). Si aplicamos superposición obtenemos que:

$$V_+ = V_{ele\_trab} \cdot \frac{200K}{1M} = \frac{1}{5} \cdot V_{trab}$$

$$V_- = V_{ele\_ref} \cdot \frac{200K}{1M} = \frac{1}{5} \cdot V_{ref}$$

La salida del operacional es la resta de ambas entradas:

$$V_{o1} = V_+ - V_- = \frac{1}{5} \cdot (V_{ele\_trab} - V_{ele\_ref})$$

Vemos que la salida del primer amplificador es la diferencia entre trabajo y referencia dividido por un factor de 5, con esto conseguimos que en ningún momento el potencial exceda el valor de alimentación de dicho operacional y así evitamos la saturación.

El siguiente paso es acondicionar la señal para que siempre se mantenga en un rango positivo de valores, para ello lo único que debemos realizar es introducir un *offset* en la señal de salida del primer operacional para incrementar el valor de referencia sobre el que se mide por medio de una configuración no inversora. Vamos a analizar las ecuaciones del amplificador para tratar de entender dicho funcionamiento. Recordemos que  $V_{ref}$  es +2.5V.

$$V_+ = V_{ref} \cdot \frac{100K}{1M + 100K} \rightarrow V_{o+} = 1 + \frac{1}{11} \cdot V_{ref} = 1 + 0.25 = 1.25V$$

$$V_{o-} = -V_{o1} \cdot \frac{1M}{200K} = -5 \cdot V_{o1}$$

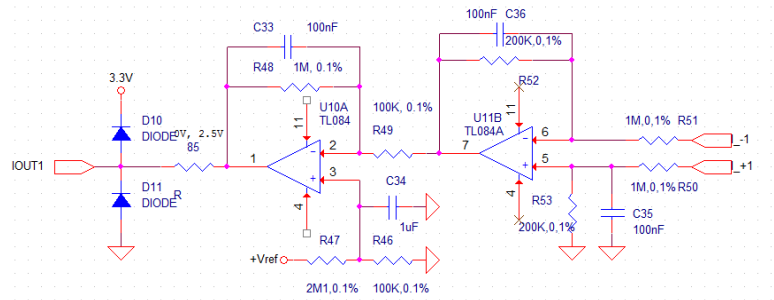
$$V_o = V_{o+} - V_{o-} = 1.25V - (-5V_{o1}) \rightarrow V_o = 1.25V + (V_{ele\_trab} - V_{ele\_ref})$$

Como vemos la conclusión a la que llegamos de analizar las ecuaciones de dicho circuito es que obtenemos la señal como diferencia de los electrodos de trabajo y referencia con un *offset* de 1.25V, además de haber conseguido no saturar los amplificadores gracias a las ganancias de 1/5 y 5. Por tanto hemos acondicionado la señal para que el valor para el que la tensión real de  $V_{wr}$  sea 0 obtener un valor medido de 1.25V, esta será nuestra ordenada en el origen.

Además de esto podemos observar que al final del circuito se ha añadido una resistencia y dos diodos conectados a masa y a 3.3V respectivamente. Esto se ha implementado con el objetivo de proteger el micro controlador ya que para tensiones mayores que su propia alimentación el dispositivo puede resultar dañado y con éste método evitamos tener tensiones negativas o mayores que 3.3. Esto se debe a que gracias a la resistencia comienza a fluir corriente y debido a la acción de los diodos, en estado habitual están en inversa, no permiten que la tensión salga del rango establecido [0-3.3] ya que de salir de él uno de los diodos se polarizaría en directa evitando que la corriente vaya hacia el micro controlador.

Es cierto que el acondicionamiento ya se ha realizado previamente, pero esto es más bien una medida preventiva para la seguridad del micro.

Al igual que hemos implementado un circuito para el acondicionamiento de la señal de la diferencia de tensión entre los electrodos de referencia y trabajo del potenciostato, ahora vamos a realizar lo mismo para posibilitar la medida analógica de corriente circulando a través del puente en H. Veamos el circuito realizado y montado en la palca de prototipos.



**Figura 61: Circuito medida  $I_{out}$**

Vemos que la disposición de los componentes es la misma que en el caso previo, únicamente variarán los valores de las resistencias y por lo tanto cambian las ganancias y el *offset* introducido en la medida. Primeramente vamos a analizar el primer amplificador operacional por el método de superposición (Pérez García, 2008):

$$V_+ = I_{-1} \cdot \frac{200K}{1M} = \frac{1}{5} \cdot I_{-1}$$

$$V_- = I_{+1} \cdot \frac{200K}{1M} = \frac{1}{5} \cdot I_{+1}$$

$$V_{o1} = V_+ - V_- = \frac{1}{5} \cdot (I_{+1} - I_{-1})$$

Ahora vamos a analizar el efecto del segundo operacional en el sistema por superposición:

$$V_+ = V_{ref} \cdot \frac{100K}{2M + 100K} \rightarrow V_{o+} = \left(1 + \frac{1M}{100K}\right) \cdot \frac{1}{21} \cdot V_{ref} = 0.125 + 1.125 = 1.25V$$

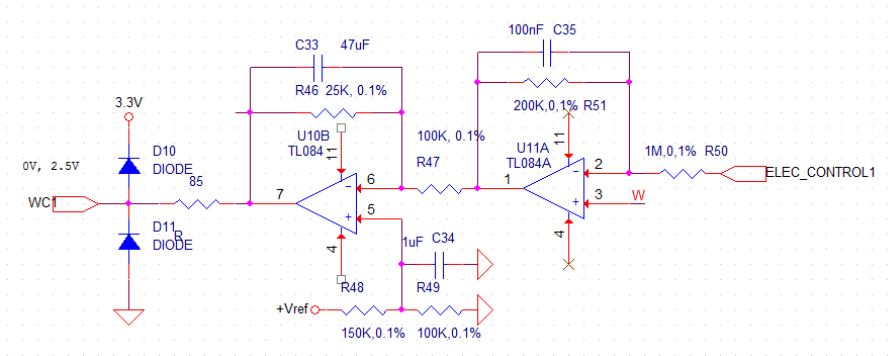
$$V_{o-} = -V_{o1} \cdot \frac{1M}{100K} = -10 \cdot V_{o1}$$

$$V_o = V_{o+} - V_{o-} = 1.25V - (-10V_{o1}) \rightarrow V_o = 1.25V + 2(I_{+1} - I_{-1})$$

Vemos que en este caso el *offset* es algo más pequeño que la media anterior y que la ganancia con respecto a la entrada es 2 en vez de 1 ya que la medida de corriente será menor que la obtenida en la medida de tensión. De nuevo se ha evitado la saturación de

los amplificadores debido a entradas más altas de 5V y una salida diferencial que nos da la resta de ambas entradas con un *offset* para evitar valores negativos que puedan causar daños al micro controlador. Si la corriente circulando en cierto instante es nula obtendremos el valor de referencia previo de 1.25V.

Por último se ha realizado el mismo sistema para la posibilidad de medida de la tensión entre los electrodos de control y trabajo, que aunque no nos sirva para controlar dicha señal, sí nos posibilita ver cómo cambia dicha tensión en función de los cambios realizados en  $V_{wr}$ .



**Figura 62: Circuito medida  $V_{wc}$**

Vemos que de nuevo el tipo de sistema es el mismo que los dos anteriores con dos amplificadores operacionales para introducir una ganancia y un *offset* en el valor de la medida entre los electrodos. Vamos a desarrollar las ecuaciones de los amplificadores realimentados negativamente para saber la tensión de salida del circuito, por el método de superposición.

$$V_+ = V_{ele\_trab} \cdot \frac{200K}{1M} = \frac{1}{5} \cdot V_{trab}$$

$$V_- = V_{ele\_cont} \cdot \frac{200K}{1M} = \frac{1}{5} \cdot V_{ref}$$

$$V_{o1} = V_+ - V_- = \frac{1}{5} \cdot (V_{ele\_trab} - V_{ele\_cont})$$

Del segundo operacional obtenemos que:

$$V_+ = V_{ref} \cdot \frac{100K}{150K + 100K} = \frac{V_{ref}}{2.5} \rightarrow V_{o+} = \left(1 + \frac{25K}{100K}\right) \cdot \frac{V_{ref}}{2.5} = 1 + 0.25 = 1.25V$$

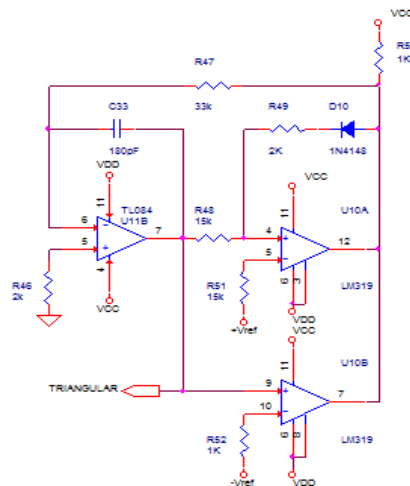
$$V_{o-} = -V_{o1} \cdot \frac{1M}{200K} = -4 \cdot V_{o1}$$

$$V_o = V_{o+} - V_{o-} = 1.25V - (-4V_{o1}) \rightarrow V_o = 1.25V + \frac{1}{20} \cdot (V_{ele\_trab} - V_{ele\_cont})$$

Vemos que la salida sigue teniendo el mismo valor de *offset* que los casos previos, 1.25V ya que ese es nuestro valor medio de la medida. En este caso el valor máximo que puede llegar a tomar la diferencia de tensiones entre los electrodos de trabajo y control es de 24V (debido al puente en H) y dicho valor dividido por una ganancia de 20 es 1.25V, por lo que efectivamente obtenemos una salida de 0 a 2.5V cuando  $V_{wc}$  sea 24V o -24V respectivamente.

### 3.1.3 Generador señal triangular

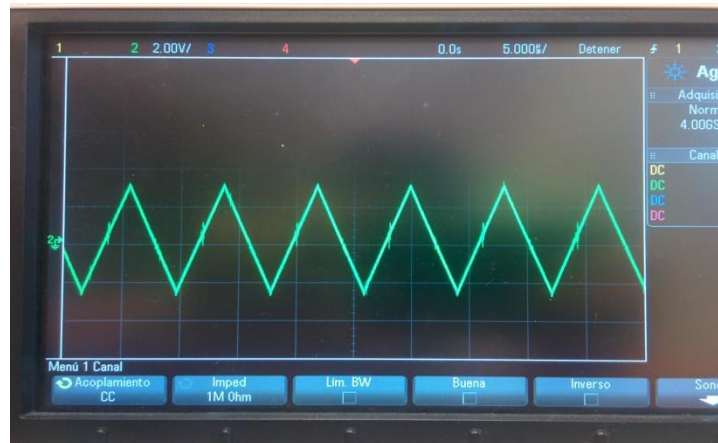
De cara a alimentar el puente en H con una señal unipolar cuadrada pudiendo cambiar el ciclo de trabajo es necesario primero generar una señal triangular con la que comparar la consigna asignada por el usuario. Para ello se ha implementado un circuito analógico para obtener dicha señal para utilizar el mínimo número de recursos externos posibles como en este caso que se podía haber optado por utilizar un generador de funciones triangulares. El circuito que nos da como salida una señal triangular es el siguiente:



**Figura 63: Generador de ondas triangulares**

La base de un circuito que genera ondas triangulares se basa en el efecto de operacional en modo integrador. Si realizamos matemáticamente la integral de una función cuadrada lo que obtenemos es una función triangular por lo que si hacemos lo propio con señales físicas reales el efecto será el mismo.

Lo primero que ocurre es que el operacional U1 (aunque sean dos tienen el mismo encapsulado) genera una señal cuadrada debido a la realimentación positiva del mismo. Ya vimos que cuando un operacional funciona con realimentación en su patilla positiva se comportaba como un oscilador debido a la inestabilidad que da dicha configuración. Gracias a esa onda cuadrada el condensador del amplificador integrador genera la integral de la señal cuadrada, obteniendo así una señal triangular con una frecuencia de 100KHz.

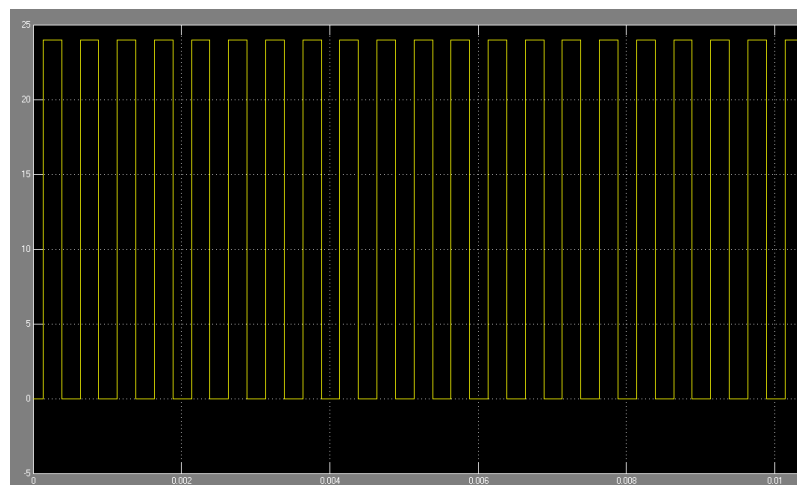


**Figura 64: Señal triangular medida en osciloscopio**

### 3.1.4 Puente en H

Como ya se ha comentado previamente es necesario un driver de potencia en el circuito que nos permita convertir los 24V de alimentación en la entrada del sistema en un valor controlable y ajustable por el usuario desde el exterior del propio hardware.

Ya se analizó en el apartado dos cómo será el modo de funcionamiento del puente con un filtro LC acoplado a su salida para filtrar el valor del puente y obtener una señal continua.



**Figura 65: Salida Matlab del puente para  $D=0.5$**

Como ya se ha comentado en el apartado 1 el sistema tiene unos requerimientos que debemos cumplir y por supuesto este integrado debe cumplirlos también, por lo que

entre la multitud de marcas y modelos del mercado deberemos elegir el más idóneo, para ello haremos un estudio de las condiciones a cumplir.

Finalmente se ha decidido colocar el modelo L6201 del fabricante RS que dispone de las siguientes características:

- Voltaje referencia de hasta 48V.
- Máxima corriente de 2 Amperios.
- Frecuencia de operación hasta 200 KHz.
- Alta eficiencia.
- Apagado automático por exceso de temperatura.

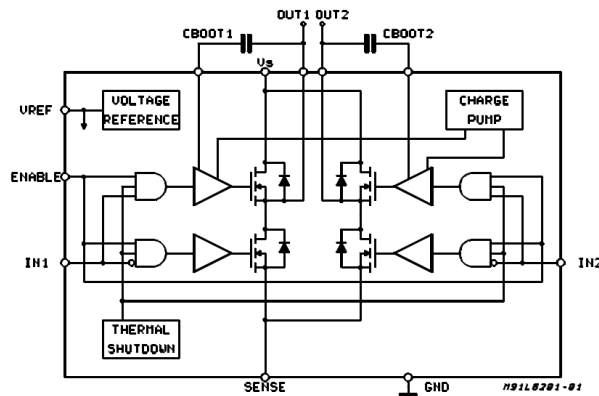


Figura 66: Esquemático L6201

Aquí podemos ver el tipo de encapsulado y la relación de los pines que tiene el puente:

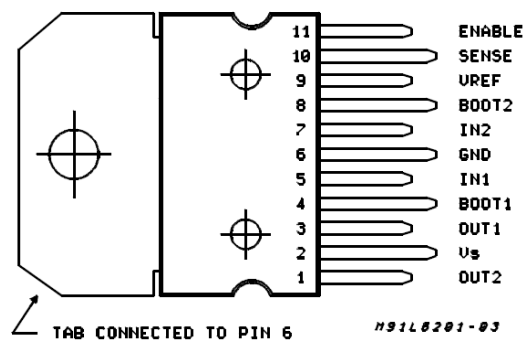


Figura 67: Encapsulado y pines L6201

Aquí podemos comprobar la función que desempeña cada uno de los pines del integrado.



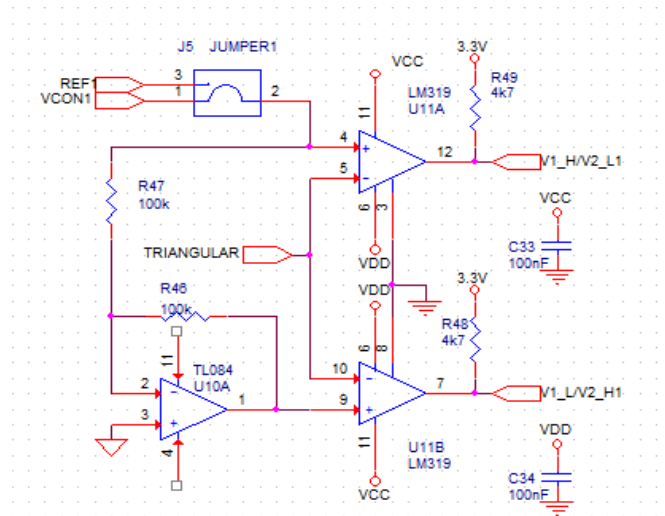
# PINS FUNCTIONS

Device				Name	Function
L6201	L6201PS	L6202	L6203		
1	16	1	10	SENSE	A resistor $R_{sense}$ connected to this pin provides feedback for motor current control.
2	17	2	11	ENAB LE	When a logic high is present on this pin the DMOS POWER transistors are enabled to be selectively driven by IN1 and IN2.
3	2,3,9,12, 18,19	3		N.C.	Not Connected
4,5	—	4	6	GND	Common Ground Terminal
—	1, 10	5		GND	Common Ground Terminal
6,7	—	6		GND	Common Ground Terminal
8	—	7		N.C.	Not Connected
9	4	8	1	OUT2	Output of 2nd Half Bridge
10	5	9	2	$V_s$	Supply Voltage
11	6	10	3	OUT1	Output of first Half Bridge
12	7	11	4	BOOT1	A bootstrap capacitor connected to this pin ensures efficient driving of the upper POWER DMOS transistor.
13	8	12	5	IN1	Digital Input from the Motor Controller
14,15	—	13	6	GND	Common Ground Terminal
—	11, 20	14		GND	Common Ground Terminal
16,17	—	15		GND	Common Ground Terminal
18	13	16	7	IN2	Digital Input from the Motor Controller
19	14	17	8	BOOT2	A bootstrap capacitor connected to this pin ensures efficient driving of the upper POWER DMOS transistor.
20	15	18	9	$V_{ref}$	Internal voltage reference. A capacitor from this pin to GND is recommended. The internal Ref. Voltage can source out a current of 2mA max.

**Figura 68: Función pines del puente L6201**

Podemos observar que el circuito tiene dos entradas en los pines 5 y 7, dichas entradas deberán ser señales que polaricen los transistores y por tanto cuando dicha señal sea nivel alto los transistores correspondientes conducirán corriente, mientras que dicha señal esté a nivel bajo los transistores se mantendrán en off.

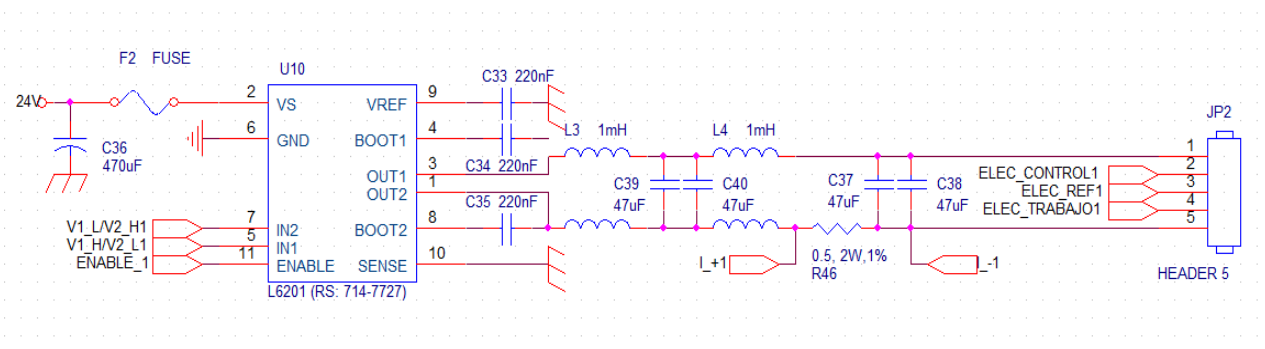
Normalmente en este tipo de circuitos se utilizan señales opuestas para ambas entradas, a no ser que se pretenda utilizar un desfase entre ellas con el objetivo de obtener una señal de “tres escalones”. Con las señales de control opuestas y controlando dicho ciclo de trabajo controlaremos la salida de nuestro puente. Dichas señales se obtienen a partir de la señal triangular previamente generada y comparando dicha señal con la señal en corriente continua que se genera a partir del controlador PID después de haber establecido una consigna el usuario. Veamos el esquema para la generación de ondas cuadradas para polarizar el puente.



**Figura 69: Circuito generador señales cuadradas**

Vamos a analizar qué sucede en este circuito: A la entrada tenemos Vcon, señal que sale del PID una vez rectificado el error en régimen permanente. Dicha señal entra a las entradas positivas de dos operacionales, una como positiva y otra como negativa gracias al efecto del operacional realimentado negativamente conectado a masa en su entrada positiva. Los amplificadores no realimentados de la derecha de la figura 69 funcionan como comparadores por lo que cuando su entrada negativa sea mayor que la positiva, su salida será Vdd y si la entrada positiva es más grande que la negativa su salida será Vcc, por lo que al estar la señal de consigna invertida en uno con respecto al otro las señales cuadradas obtenidas serán complementarias.

Las señales V1\_L/V2\_H1 y V1\_H/V2\_L1 serán las encargadas de marcar la salida del puente junto con los 24V de alimentación, en la siguiente imagen se puede ver un esquema del puente con el filtro acoplado a la salida.



**Figura 70: Puente en H con filtro LC**

Vemos que al final del puente en H tenemos dos filtros LC uno contiguo a otro, se colocan dos únicamente para filtrar la señal en su totalidad. Se ha realizado un montaje a 5 hilos para evitar las interferencias en las medidas entre electrodos, circulando la corriente por los cables que llegan hasta los electrodos donde se encuentran dos

resistencias que simulan la impedancia del humedal donde se utilizará el potencióstato. Dichas resistencias se escogerán para tratar de simular de la mejor manera posible la impedancia entre los electrodos de un humedal real, por lo que se ha decidido colocar una resistencia de  $10\Omega$  en serie con otra resistencia de valor  $100\Omega$  entre los electrodos de control formando un divisor de tensión donde el punto que se encuentra entre las dos resistencias será nuestro electrodo de referencia.

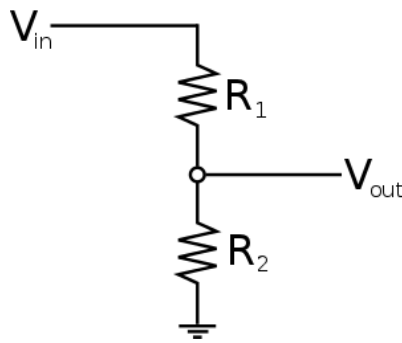


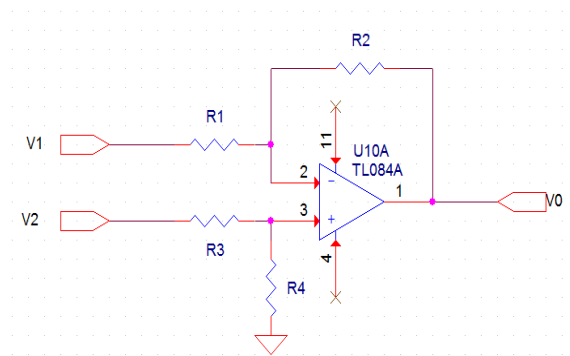
Figura 71: Esquema divisor de tensión

### 3.1.5 Controlador PI

Como ya se había comentado en el apartado 2, el controlador a realizar será un controlador de tipo PI ya que no es necesaria la parte derivativa del sistema de control para nuestra aplicación.

Ahora bien, dicho controlador hay que implementarlo mediante hardware y componentes físicos reales que luego se montarán en la placa de prototipos. Para calcular los componentes a utilizar para conseguir las ganancias y la señal que deseamos vamos a basarnos en configuraciones de amplificadores operacionales ya que tienen la posibilidad de trabajar en modo diferencial el cual nos da las prestaciones justas para conseguir dicho propósito.

Nuestro propósito es crear primero la parte proporcional del controlador, en ella lo que sucede es que la diferencia entre la consigna del sistema y el valor de la misma en ese instante del tiempo para calcular el error y multiplicarlo por una ganancia la cual hemos calculado y es  $K_p=0.1$ . Para realizar esto con amplificadores operacionales se recurrirá a la configuración en modo diferencial del mismo que se representa como en la siguiente imagen:



**Figura 72: Amplificador en modo diferencial**

Vamos a realizar el análisis del siguiente circuito para comprobar que valor de tensión habría en la salida.

La primera consideración a tener en cuenta es que haremos el análisis por el principio de superposición por lo que cuando analicemos el efecto de V1 diremos que V2 es 0 y viceversa.

Si analizamos primero el efecto de V2 y decimos que V1=0 podemos asegurar que en la entrada no inversora tenemos un divisor de tensión de las resistencias R3 y R4 y como un operacional tiene entre sus entradas un cortocircuito virtual y no está circulando corriente en ninguna parte del circuito podemos afirmar que:

$$V_0 = V_+ = V_2 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Si analizamos ahora el efecto de V1 sobre la salida Vo vemos que toda la corriente del circuito debe circular por R1 y R2 ya que por el operacional no puede circular y es más, debe ser igual la corriente por R1 que por R2, aplicando la ley de Kirchhoff obtenemos que:

$$I_{R1} = I_{R2} \rightarrow \frac{0 - V_1}{R_1} = \frac{V_o}{R_2} \rightarrow V_o = -V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Si ahora sumamos los efectos de ambas entrada obtenemos la siguiente expresión:

$$V_0 = V_+ + V_- \rightarrow -V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_2 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Se puede ver que tenemos ambas entradas multiplicadas por una ganancia dada por los valores de las resistencias que coloquemos en el circuito que acompaña al operacional. Nuestro objetivo es tener una señal que sea la diferencia de ambas entradas multiplicadas por la misma ganancia, por lo tanto podemos imponer la condición de que:

$$G_1 = G_2 = 0.1$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 0.1 \quad \text{y} \quad \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 0.1$$

Para que la corriente a la salida del operacional no sea excesiva se manejarán valores de kilo ohmios, si fijamos  $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$  obtenemos  $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$ . Para  $R_4$  y  $R_3$  seguiremos con la misma relación y se establecerán los mismos valores ya que  $10 \text{ K} + 100 \text{ K}$  es prácticamente  $100 \text{ K}$  siendo despreciable el efecto de  $R_4$  sobre el denominador por lo que finalmente llegamos a unos valores para las resistencias de:

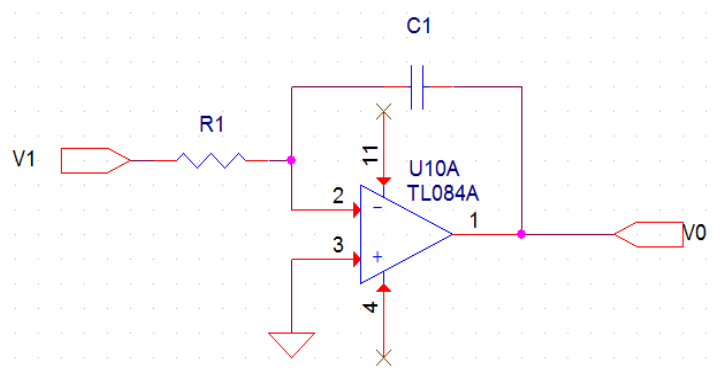
$$R_1 = 100 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 10 \text{ K}\Omega \quad R_3 = 100 \text{ K}\Omega \quad R_4 = 10 \text{ K}\Omega$$

Por lo tanto tendremos una salida de la parte proporcional del PID de:

$$V_{out} = 0.1 \cdot (V_2 - V_1)$$

Una vez implementada la parte proporcional del controlador nos falta calcular los componentes para componer la parte integral del PID. Para ello necesitamos integrar la señal del error. Como ya la hemos obtenido de la parte proporcional conseguiremos la señal integral a partir de ella pero dicha señal tiene una ganancia de 0.1 por lo que debemos multiplicar por 10 nuestra constante integral para acabar teniendo la  $K_i$  previamente calculada equivalente a 1

Para integrar una señal con un amplificador operacional es necesario incluir un condensador en dicha configuración para realizar un retardo en el dominio del tiempo al igual que sucede con una integral. Dicha configuración es conocida y podemos verla en la siguiente imagen (Vergaz Benito, y otros):



**Figura 73: Amplificador operacional en modo integrador**

La expresión que nos da la señal que obtendremos a la salida del circuito de la imagen viene dada por:

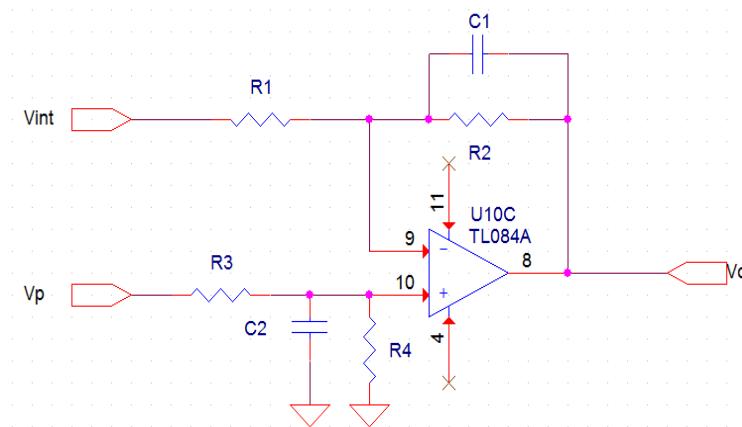
$$-\frac{1}{RC} \cdot \int_0^{\infty} V_1(t) dt$$

Como ya se ha explicado la ganancia del modo integral debe ser 10 para igualar la ganancia que proviene de la señal proporcional sin el signo menos ya que lo que necesitamos es el valor absoluto de la constante integral, tratando más tarde el signo menos que introduce a la señal de salida, por lo que obtenemos:

$$\frac{1}{RC} = 10$$

Esta vez vamos a establecer primero el valor del condensador debido a que si introducimos uno muy grande o muy pequeño influirá en la constante del tiempo y ralentizará nuestro sistema. Por este motivo además del tamaño se ha escogido un valor de  $C = 1\mu F$  para el que obtenemos por ende un valor resistivo de  $R = 100K\Omega$ .

La situación actual es que tenemos la señal proporcional e integral del controlador por separado, ahora necesitamos obtener una única señal que incluya ambos términos como sumandos, por lo que necesitaremos un amplificador en modo sumador cuya configuración se muestra en la siguiente imagen.



**Figura 74: Amplificador operacional en modo sumador diferencial**

Como se puede ver en la imagen en dicha configuración sumadora tenemos las dos entradas previamente calculadas para sumarlas y obtener una sola señal. Si desarrollamos las ecuaciones por el método de superposición llegamos a:

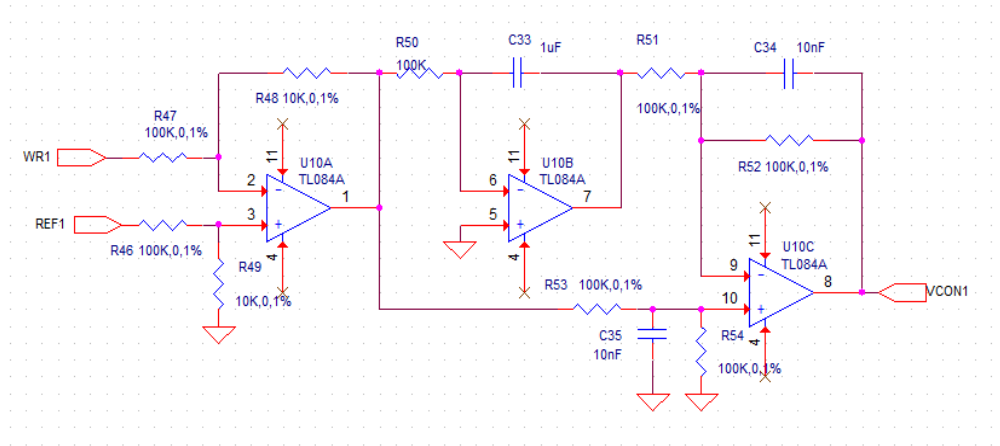
$$V_o = V_P - V_{int}$$

Pero recordemos que la señal integradora introducía un signo menos a su salida, por lo que finalmente la señal de nuestro PID es:

$$V_o = V_P - (-V_{int}) = V_o = V_P + V_{int}$$

Hemos llegado a la expresión deseada que suma la parte proporcional con la parte integral del controlador. Dicha señal será utilizada en el sistema completo para realizar el control del ciclo de trabajo del puente en H, pero eso lo analizaremos más tarde.

El controlador PID totalmente implementado con los valores de resistencias y condensadores ya introducidos en los esquemáticos será el siguiente:



**Figura 75: Controlador PID implementado por hardware**

## 3.2 Software

### 3.2.1 Microcontrolador

Para desempeñar las funciones de comunicación con el ordenador así como medir los valores más importantes del potencióstato surge la necesidad de utilizar un microcontrolador.

Por su flexibilidad y velocidad, se ha elegido exactamente una placa de desarrollo fabricada por Olimex que contiene el microcontrolador STM32P103 perteneciente a la familia CortexM3 del fabricante ST Microelectronics. Esta placa contiene una serie de sistemas específicos del micro como por ejemplo puerto JTAG para depuración o un regulador especial de 3,3V para sacar la alimentación del micro o alimentación vía USB.



**Figura 76: Microcontrolador STM32P103**

Esta versátil familia de microcontroladores, poseen una gran cantidad de periféricos integrados, como pueden ser ADCs, Timers, USART, DACs, RTC, Interfaces I2C, CAN, SPI, Ethernet, posibilidad de acceso directo a memoria de los periféricos, etc (STMicroelectronics, 2014).

Los periféricos que se van a utilizar de este microcontrolador serán:

- i. El puerto serie, USART, para la comunicación con el PC
- ii. Timers asociados a pines de propósito general para la generación de las PWM
- iii. ADC para la lectura de las señales analógicas.
- iv. SPI para la comunicación con el DAC.



### 3.2.2 Software Microcontrolador

En este apartado se describirá los tipos de datos y las estructuras que se van a utilizar en el código de la aplicación para el micro y su significado para futuros trabajos realizados sobre este trabajo.

El programa para el controlador se ha escrito en lenguaje C y ha sido desarrollado con el entorno de programación Keil  $\mu$ Vision5 (ARM, 2009). La organización software del microcontrolador no es muy complicada debido a los requisitos del sistema.

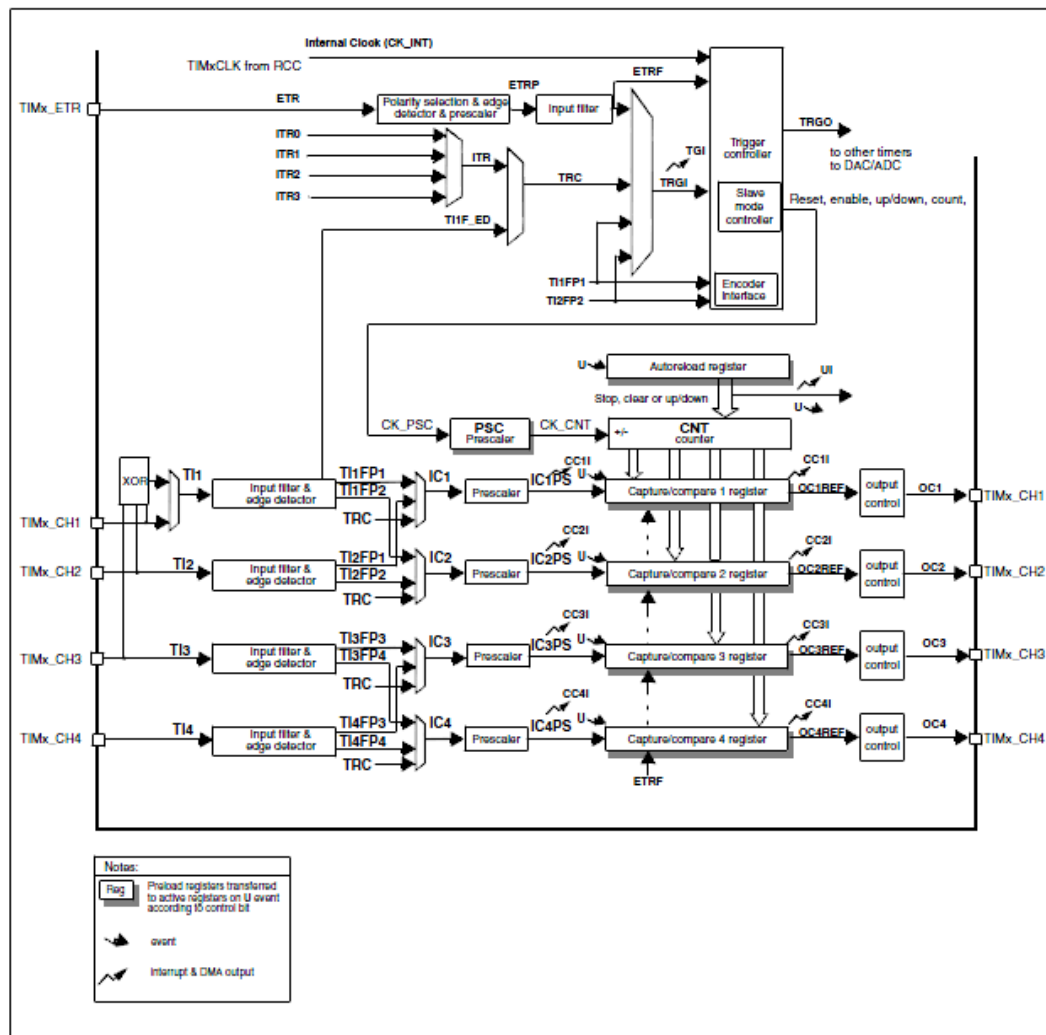
Debemos tener en cuenta que se han utilizado las funciones que nos proporciona el fabricante ST para un uso más fácil que el trato con los registros de microcontrolador. Dichas funciones se encuentran en las librerías .h que se incluyen al comenzar el programa (STMicroelectronics).

Vamos a ir describiendo las funciones del código y explicar cómo y cuando se llaman:

➤ **Int main(void):**

Es la función principal del programa ya que en ella se inicializan todos los periféricos necesarios para la correcta ejecución del programa. Dichos periféricos son:

- El RCC, Reset and Clock Control. Existen varios relojes maestros en este microcontrolador, y cada uno puede trabajar a distintas frecuencias, esta función se configurará, a grandes rasgos para trabajar con la máxima resolución. Configurando los relojes HCLK=72MHz PCLK1=36MHz PCLK2=72MHz TIMXCLK=72MHz TIM1CLK=72MHz.
- Los GPIO. Hay que configurar los pines de propósito general porque tienen muchos modos de funcionamiento distintos, entrada flotante, con pull-up, con pull-down, entrada analógica, salida con drenador abierto, salida alternativa push pull. Nosotros configuraremos los pines Rx (entrada) y Tx (salida) para la comunicación serie, los puertos de salida del SPI para comunicar con el DAC y las entradas analógicas para el ADC.
- Los timers, se usará el TIM3 para generar una interrupción periódica de 1 segundo para el envío de datos desde el microcontrolador hacia el ordenador.



**Figura 77: Diagrama de bloques timers STM32P103**

- NVIC, Nested Vectored Interrupt Controller. Simplemente se habilitan las rutinas de atención a la interrupción de la USART y la del TIM2. La prioridad en las interrupciones es necesario gestionarla, en este caso tendrá prioridad más alta la interrupción generada por la USART que el timer.
- USART2, (universal synchronous asynchronous receiver transmitter). Se configura el puerto serie 2 porque es el puerto serie al que se tiene acceso debido al rutado de la placa de desarrollo. Esta función configura el puerto serie para que se comuniqué con una velocidad de 115200 baudios.
- SPI, Serial Peripheral Interface. Sirve para la comunicación con dispositivos como los DAC mediante 4 señales: Vcc, SCK, SDI y CS o NSS. Luego veremos cómo se configuran y que significa cada señal. Además de eso se puede configurar en modo maestro o esclavo, en transmisión o full duplex, etc.

- ADC. La última función de configuración es la del conversor Analógico-Digital. Es un ADC de aproximaciones sucesivas y tiene una resolución de 12 bits, y cada ADC dispone de hasta 18 canales multiplexados que le permiten medir señales de 16 fuentes externas y dos internas. La conversión A/D de los diferentes canales se puede realizar mediante barrido continuo, o en modo discontinuo. Esta función configura el conversor de un modo genérico por defecto. La configuración del ADC es genérica, aparecen deshabilitadas la conversión continua, la entrada de conversión externa.

Una vez inicializados todos los periféricos del microcontrolador se entra en un bucle while infinito en el que existen dos condiciones if, cada vez que cualquiera de ellas se cumpla el programa entrará a realizar las acciones pertinentes de esa parte de código.

La primera comprobación que hace el software es que si ha llegado una trama desde el ordenador para procesarla y utilizar los datos recibidos. La otra condición es que si el flag que se activa cada segundo gracias a la interrupción del TIM3 está activo se envía una trama del microcontrolador al ordenador. Por lo tanto en dicho bucle while lo que se realiza es el envío cada segundo y la recepción cuando detecta que ha llegado una de las tramas de comunicación entre el micro y PC, y cada una tiene su condición para realizarse.

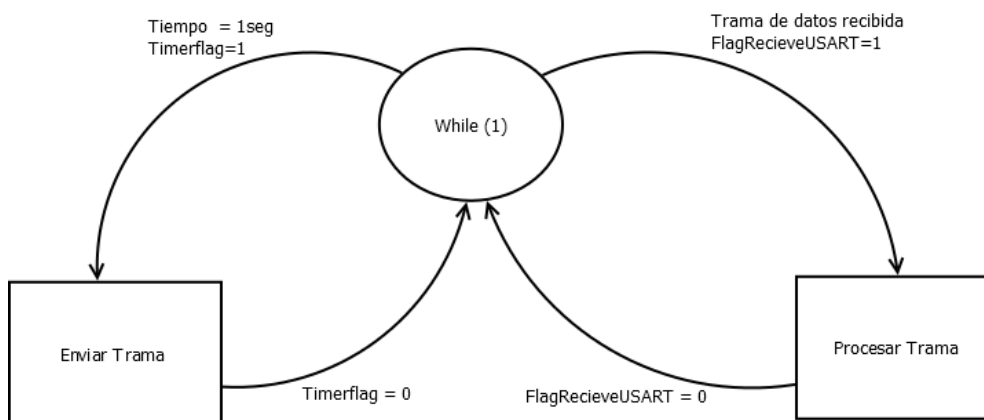


Figura 78: Bucle while

### ➤ void TIM3\_IRQHandler(void)

Esta función se encarga de gestionar la interrupción del timer cada segundo, para ello se ha configurado el timer previamente desde la función de inicio con un prescaler de 65535 y un periodo de 1200 y sabiendo que la fórmula para calcular la frecuencia es:

$$frec\ TIM3 = \frac{TIM3clock}{Prescaler \cdot Period} = \frac{72MHz}{65535 \cdot 1200} = 1Hz$$

En dicha interrupción cada vez que el flag de dicha interrupción es activado una variable llamada timerflag se iguala a 1 para que el bucle while compruebe de forma continua su estado. Una vez terminado se vuelve a igualar a 0 dicha variable.

### ➤ void USART2\_IRQHandler (void)

En dicha interrupción se gestiona cuando el sistema necesita transmitir o recibir información por el puerto serie. Esto se ve en el flag que se activa en cada caso, ya sea el TXE (transmisión) o el RXNE (recepción). Si se recibe una trama de datos se crea un buffer que va apuntando cada vez a una posición de la cadena de datos y lo va guardando para luego analizarlos hasta que se llega al carácter que marca el final de la cadena, en este caso “\$”. Se vuelve a poner el flag de recepción a 1 y el índice a 0.

Si por el contrario el flag que se activa es el de transmisión de datos, se va mandando dato a dato a través del puerto serie hasta que se comprueba que el índice en el que estamos es igual al tamaño total de la cadena, eso querrá decir que no hay más datos que mandar y por tanto se deshabilita la interrupción y se sale de la función.

El protocolo de comunicación será analizado en detalle más adelante en este trabajo.

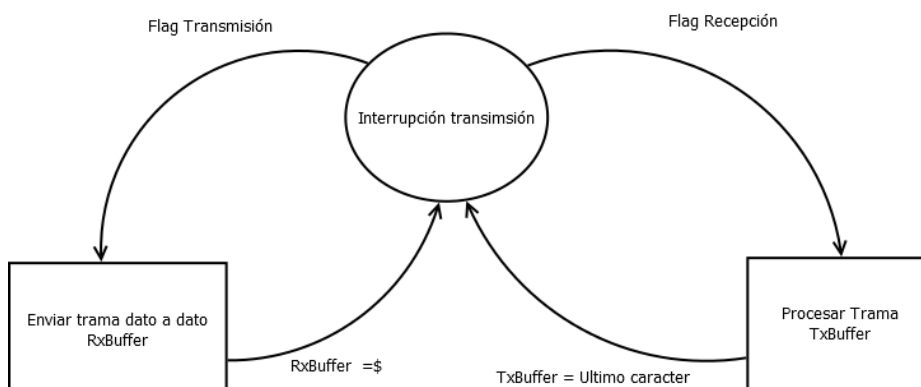


Figura 79: Esquema interrupción transmisión datos

### ➤ float leer\_ADC2(char canal)

Esta función vemos que no es de tipo void, si no que es de tipo float y esto es debido a que nos retornará un dato tipo float. Esta función consiste en leer el canal que nosotros pasemos como parámetro a la función del ADC (Analogue to Digital Converter) que viene integrado en el microcontrolador. Para ello primero se configura el ADC y el canal que se va a leer y los ciclos que le dejamos obtener medidas a dicho periférico. Esperamos a que la conversión de datos se haya realizado 5 veces y hacemos la media de dichas 5 medidas, para evitar desviaciones en errores de medida puntuales. El valor que devuelve la función será el que nos diga el ADC multiplicado por la tensión de alimentación (3.3V) y dividido por  $2^n$  siendo n el número de bits soportados por el ADC, en este caso 12. Además recordemos que nuestra medida central de las tensiones

y corrientes del micro controlador era 1.25, le vamos a restar dicha cantidad para que lo que nosotros recibamos sea el dato real. Las funciones que utilizamos en el uso del ADC son las siguientes:

`ADC_RegularChannelConfig()`, configura el canal del ADC que se le pasa por argumento con el tiempo de conversión correspondiente que también se pasa por argumento, en nuestro caso el tiempo de conversión siempre son 55,5 ciclos de reloj.

`ADC_SoftwareStartConvCmd(ADC1, ENABLE)`, comienza la lectura del ADC.

`ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_EOC)`, se llama dentro de un bucle para esperar a que se levante el flag de End Of Conversion y acabe la conversión.

`ADC_GetConversionValue(ADC1)`, es la función que recoge el valor del dato convertido por el ADC, es el dato que se devuelve en la función de lectura del ADC.

➤ **`void enviarStringTx(void)`**

Dicha función es la encargada de formar la trama de datos e introducirla en el buffer de transmisión y activar el flag de transmisión para que el programa mande dicha trama dato a dato. Primero guarda los valores de las tensiones y la corriente en tres variables llamadas `ImonF`, `VrerfF` y `VconF` a través del ADC y después forma la cadena en una variable llamada `nTXMessage` a través de `snprintf()`.

➤ **`void procesarStringRx(void)`**

Esta función es la encargada de procesar los datos recibidos a través del puerto serie. Las tramas recibidas pueden ser de dos tipos: de datos o de configuración, y las vamos a diferenciar por medio de su carácter inicial. Si dicho carácter es “#” será de configuración mientras que si el primer puesto del buffer es “&” será de datos. Por medio de la función `sscanf` se guardan los datos de la trama en distintas variables para luego utilizarlas, por ejemplo para establecer el valor que debe tener el DAC en su salida.

➤ **`void DAC_set(uint8_t canal_DAC, unsigned short valor_DAC)`**

El cometido de dicha función es cambiar el valor del conversor digital analógico así como la elección del canal por el que estableceremos la tensión de salida que pasaremos como parámetros cada vez que llamemos a la función para su ejecución.

Primero se configura el DAC y sólo se pasa la información cuando la señal de chip select esté activa. En este caso dicha señal será activa a nivel bajo, y cuando dejemos de transmitir la información necesaria deberemos reiniciar dicha señal y desactivarla. En la siguiente imagen podemos observar las tres señales necesarias que nos proporciona el fabricante, además de la alimentación del DAC a 3.3V. Dichas señales son, en orden descendente: CS, SCK y SDI. La señal llamada SCK es la señal de reloj que necesita el DAC para procesar la información, y la señal SDI es la señal de 16 bits que contiene

toda la información para el DAC, como el canal la ganancia y el valor que queremos obtener a la salida. Los 4 primeros bits de la última señal son los que nos dicen la ganancia, el canal y si queremos que el DAC esté encendido o apagado y los 12 últimos son el valor en binario del número que debe estar a la salida del dispositivo.

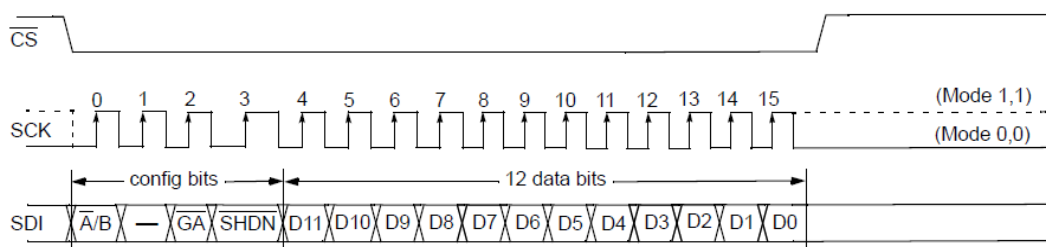


Figura 80: Señales DAC

Vamos a explicar el tipo de trama de datos que se va a manejar antes de explicar el software por ordenador ya que dependiendo de ello debemos crear un tipo de datos en el ordenador u otros.

### 3.2.3 Protocolo de comunicación

El sistema debe contar con un protocolo claro de comunicación entre el microcontrolador y el ordenador para la transmisión eficiente y eficaz de información sin que ésta se pierda o corrompa por el camino.

Ya hemos comentado que las tramas pueden ser desde el microcontrolador al ordenador y viceversa, y que pueden ser de configuración o de transmisión de datos.

- **Ordenador → Microcontrolador**

- a) **Configuración**

Dicha trama comenzará con un símbolo “#” para diferenciarla del resto y después se va a enviar la fecha desde 1970, fecha de referencia para datar los datos tomados a partir de ella y saber si un dato obtenido es anterior a otro o es posterior. Dicha parte del sistema se implementará en el software del PC pero no es imprescindible para el funcionamiento del sistema, simplemente es una utilidad añadida al proyecto para su posible utilización comercial en un futuro. Aquí podemos observar cómo se detectan los datos y se guardan en distintas variables gracias a la función `sscanf` que nos permite obtener los datos que el usuario introduzca por teclado (en este caso lo realiza automáticamente el programa):

```
sscanf(rxBuffer, "%hh%hhu%u%u$",&saveEnableCheck,&eraseSDCheck,&fechaActualCheck,&mSecondsPeriodCheck);
```

### b) Datos

Si la trama que recibe el microcontrolador comienza con un símbolo "&" querrá decir que se trata de una cadena de datos referente a la consigna que establece el usuario a partir del software del ordenador. Posterior a dicho símbolo indicativo aparecerá un número de tipo float para indicar el valor de la tensión deseada entre los electrodos de trabajo y referencia, se tomará dicho valor y se llamará con él a la función previamente explicada DAC\_Set con la que estableceremos en el convertidor el valor en cuestión. Después del valor de la consigna aparecerá un valor de tipo booleano que indicará si queremos que el puente en h del potencióstato funcione o esté desactivado, aunque en nuestro caso particular no se considera estrictamente necesario desactivarlo ya que la potencia consumida no es excesiva, si contáramos con varios dispositivos en paralelo la potencia podría ser elevada y deberíamos poder desactivar su funcionamiento en cualquier momento.

```
sscanf(rxBuffer, "%f%hu$", &VrefCheck, &RSDCheck);
```

#### • Microcontrolador → Ordenador

Por último será necesario implementar una tercera cadena de datos para enviar los valores medidos desde el microcontrolador de las tensiones en el potencióstato hasta el ordenador donde serán procesados. Dicha cadena comenzará también con el símbolo "&" y contiguo a dicho carácter se introducirán en tres variables distintas los valores del ADC medidos por el microcontrolador que representarán la tensión entre trabajo y referencia, tensión entre trabajo y control y la corriente a través de los electrodos. Por último se añadirá la fecha actual en segundos desde que el microcontrolador comienza a funcionar y la fecha en milisegundos para poder referenciar los datos con una mayor precisión.

```
nTXMessage = sprintf(txBuffer, 256, "%f %.12f %f %u %u$", VrefF, ImonF, VcwF, fechaActual, mSecondsActual);
```

Las tres tramas de datos previamente mencionadas finalizan siempre con el símbolo "\$", por lo tanto cada vez que el ordenador o el microcontrolador detectan dicho símbolo interpretará que la transmisión de los datos ha finalizado hasta nueva orden.

La siguiente tabla muestra un resumen de la comunicación. Las X en la tabla indican un dato o instrucción.

Origen	Destino	Tipo	Trama
<b>Ordenador</b>	Microcontrolador	Configuración	#XXXX\$
<b>Ordenador</b>	Microcontrolador	Datos	&XX\$
<b>Microcontrolador</b>	Ordenador	Datos	&XXXXX\$

**Figura 81: Tabla protocolo comunicación**

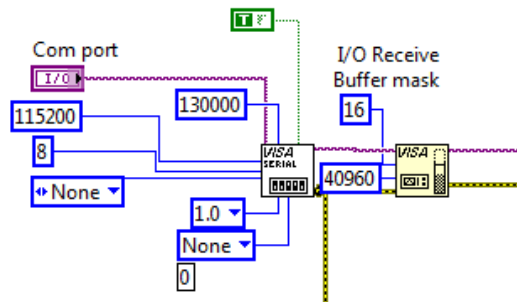
### 3.2.4 Software PC

Para facilitar la interacción del usuario con el potencióstato y su control se ha implementado un programa basado en el software LabView mundialmente conocido y extensamente utilizado en el mundo de la ingeniería para aplicaciones que conlleven toma de medidas, intuición gráfica, control de instrumentos externos al ordenador o monitorización de variables. En los programas de LabView debemos conocer que existen dos ventanas, una de interacción con el usuario y la otra para edición de la misma. Dicho programa ha sido creado a partir de un programa base proporcionado por el Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial ya que ellos trabajan a diario con potencióstatos y software relacionado y tienen gran experiencia en el tema se ha considerado preferible tomarlo como ejemplo y desarrollar uno propio para este TFG.

El programa implementado consiste de varias partes que realizan distintas funciones, vamos a analizarlas por separado. Se ha de tener en cuenta que los programas de LabView se ejecutan de forma secuencial, esto quiere decir que lo que debemos hacer es dividir el programa en distintos pasos en los que deseamos se ejecute el código (National Instruments). Si nos fijamos en las transiciones entre unas secuencias y otras vemos que se dejan 100 milisegundos de margen para que no haya problemas de tiempos a la hora de que el programa ejecute las acciones pertinentes.

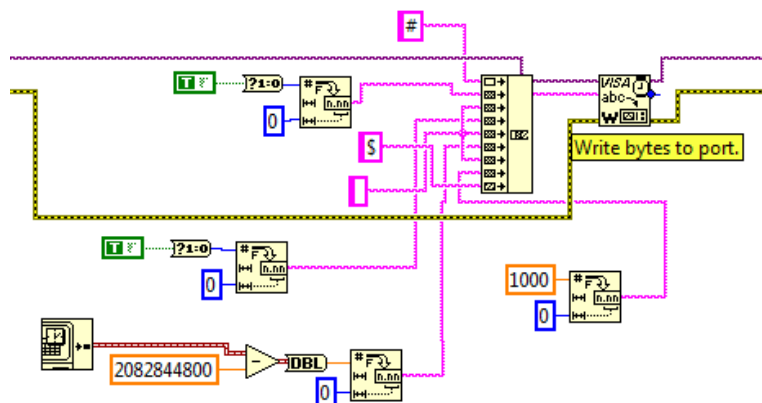
La primera parte del programa inicializa el puerto serie para habilitar la comunicación del microcontrolador con el ordenador a través de la extensión VISA de National Instruments para LabView. Con dicha extensión puedes configurar, gestionar y programar interfaces con dispositivos USB. En este caso se ha configurado el puerto USB para su utilización como comunicador por puerto serie con el microcontrolador y para ello ha sido necesario establecer una serie de parámetros como el número de baudios del puerto (115200), el número de bits a transmitir (8), los bits de parada (1) y el control por hardware (ninguno). En la siguiente imagen podemos ver de forma gráfica la configuración del puerto serie.





**Figura 82: Configuración puerto serie VISA**

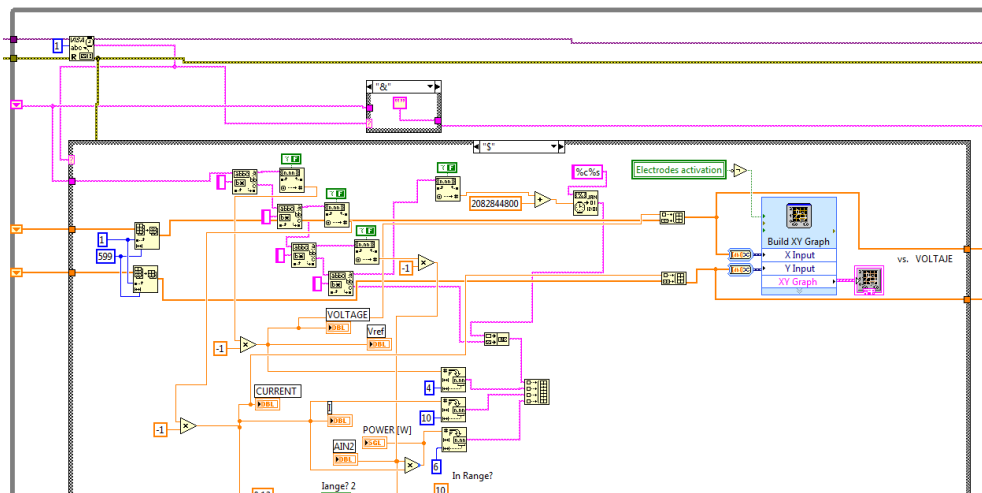
El siguiente paso en la secuencia del código del programa es el envío de la trama de configuración desde el PC al microcontrolador. Recordemos que dicha trama comienza con el símbolo “#” y finalizan con “\$”. Para obtener una trama de los datos a enviar se ha utilizado el módulo de concatenar strings de LabView, que permite unir distintos caracteres para formar una sola cadena. En este caso los datos enviados más relevantes son la fecha medida en segundos desde 1970 para referenciar las medidas a partir de dicho instante de tiempo y booleanos para saber si el programa debe guardar los resultados en un archivo en caso de que el usuario lo desee. Luego se envía por el puerto serie gracias a la función Write bites to port, que envía la cadena previamente generada a través del puerto serie que comunica el microcontrolador con el PC. En la siguiente imagen vemos como se ha implementado gráficamente.



**Figura 83: Generación trama de configuración**

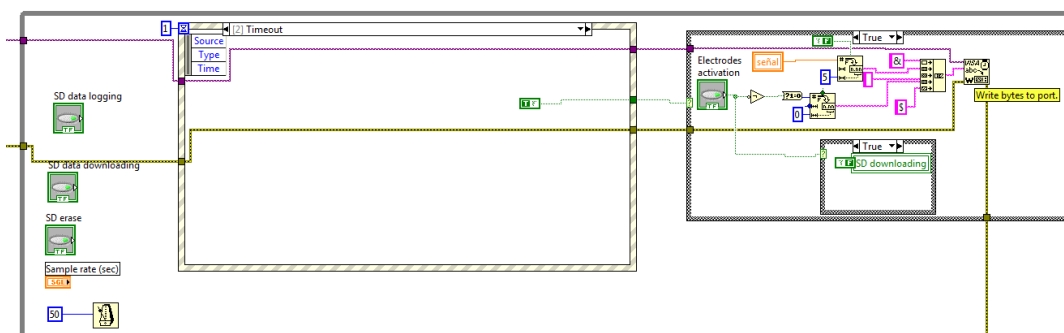
El siguiente paso en la consecución de actividades del programa consiste en un bucle while con una ventana de condiciones dentro del bucle. Dicho bucle while se repetirá hasta que el usuario pulse el botón de stop en la ventana del panel frontal. En cada iteración del bucle el programa lee los caracteres que manda el microcontrolador y

comprueba que dato es, se puede cumplir una condición u otra dentro del cuadrado que indica condición y esta es: si el caracter que lee es “&” el programa comienza a guardar los datos de la cadena que va llegando, en cambio si el caracter es “\$” significa que la trama de datos ha finalizado y por lo tanto el programa puede procesar los datos y pintar dos gráficas de la tensión trabajo referencia y la corriente, además de calcular la potencia en cada instante de tiempo.



**Figura 84: Bucle while para dibujo de gráficas**

Además de este, simultáneamente se ejecuta otro bucle while que al igual que el anterior se ejecuta infinitamente hasta que el usuario pulsa el botón de stop. El cometido de esta parte de código es comprobar si se ha realizado alguna modificación en la parte de configuración y enviar lo necesario al microcontrolador de ser así. Lo siguiente que realiza el programa es enviar una trama de datos con la señal de consigna que el usuario ha elegido desde el programa. Dicha señal se envía al microcontrolador para que le éste le mande la información necesaria al DAC para que el sistema establezca dicha referencia entre los electrodos de referencia y trabajo. La siguiente imagen muestra como el programa realiza el envío de la trama de datos.

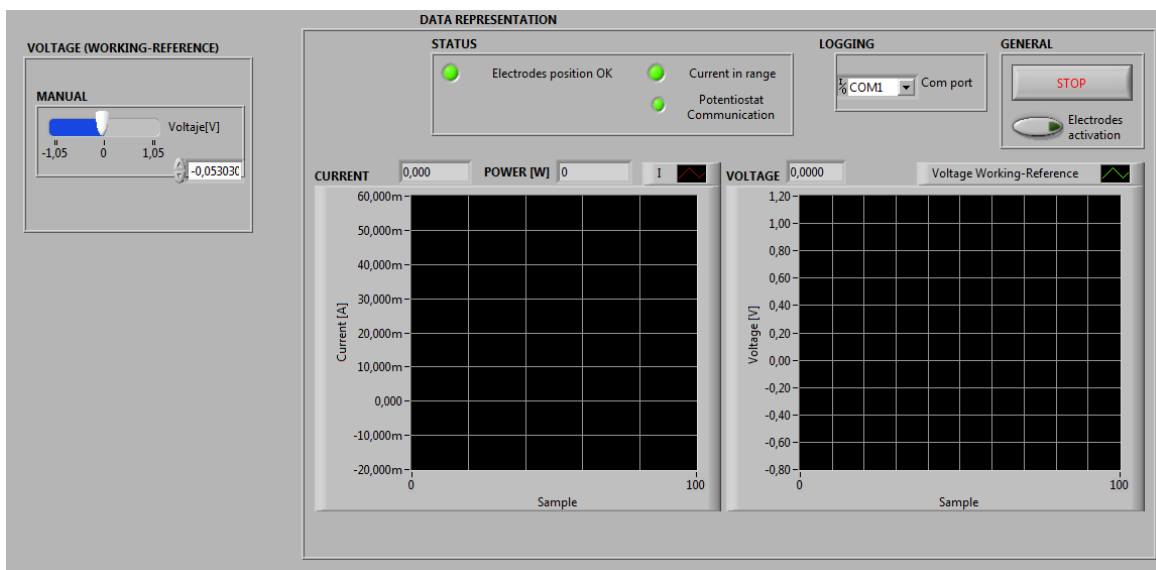


**Figura 85: Envío datos desde LabView**

Además de lo ya comentado el programa incorpora una serie de funciones extras como 3 leds que se encienden o apagan dependiendo de si se cumplen unos requisitos, como que la corriente esté en un rango determinado o si la comunicación PC potenciostato está activa.

En la siguiente imagen podemos ver la ventana frontal del programa donde el usuario puede interactuar con el sistema. Además de aparecer las ventanas en las que se hace un muestreo continuo de la tensión entre referencia y trabajo y la corriente a través del potenciostato, existe un desplegable para seleccionar el puerto serie por donde nos comunicaremos, un botón de parada o stop, los 3 leds que pueden ser rojos o verdes. Si alguna de las condiciones a las que están ligados no se cumpliera dicho led cambiaría de verde a rojo y podríamos ver que está ocurriendo en el sistema, como por ejemplo si la corriente sale del rango que nosotros deseemos, como se habló en los requisitos que no supere 1.5A.

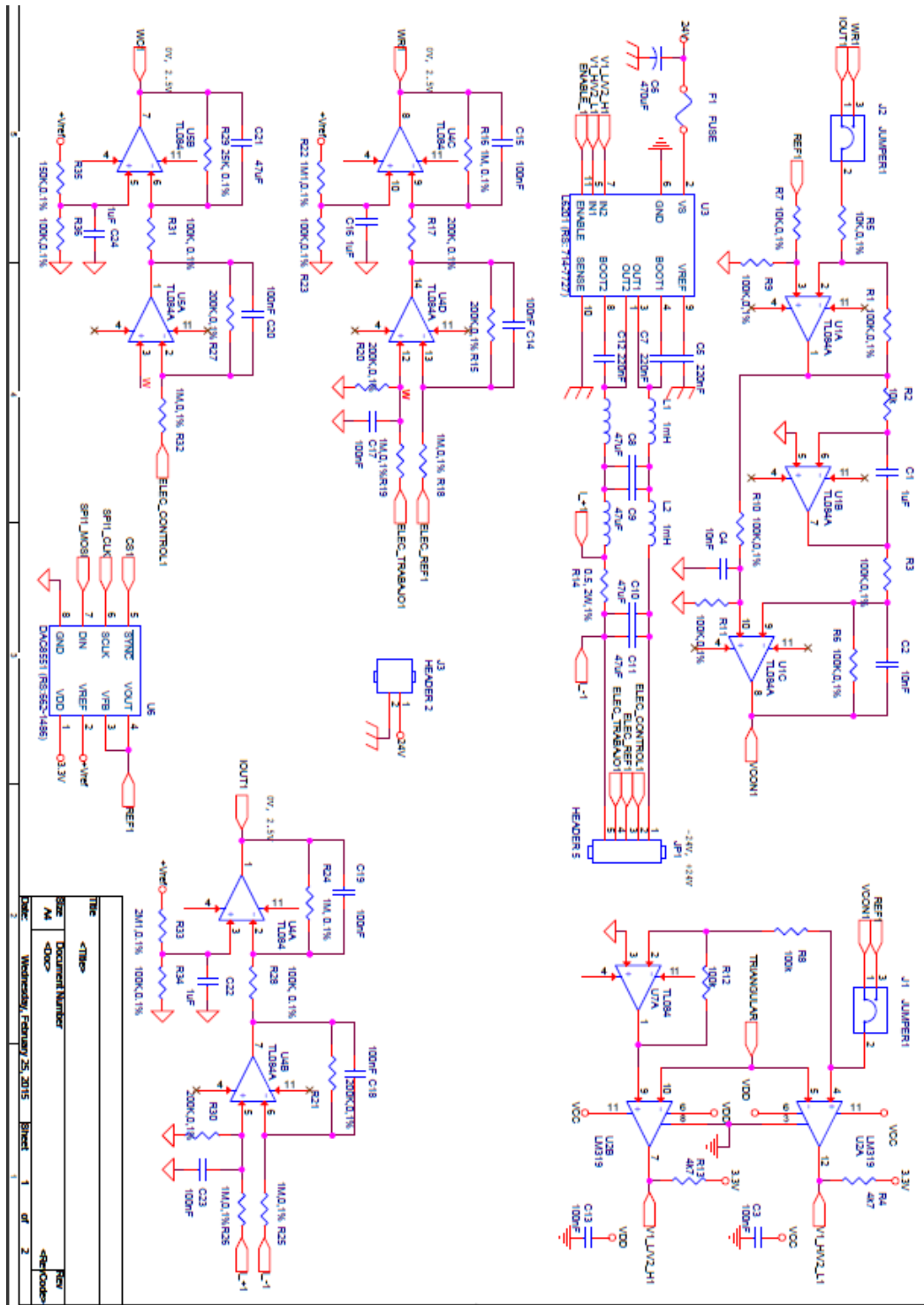
Además podemos ver a la izquierda una de las cosas más importantes del sistema, una zona donde el usuario puede introducir el voltaje  $V_{wr}$  manualmente o con una flecha que nos permite deslizarnos por los valores que podemos seleccionar.

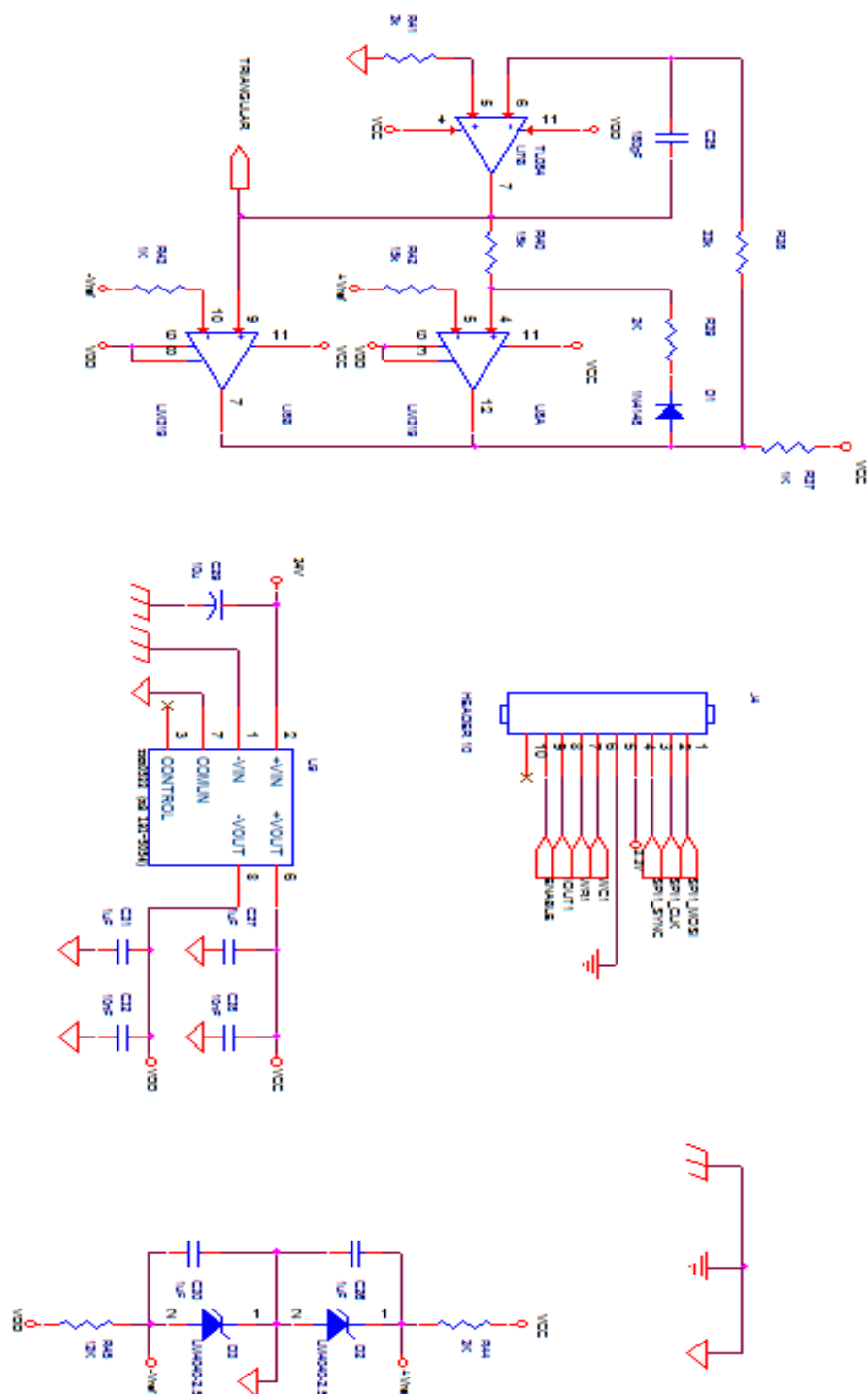


**Figura 86: Panel frontal programa LabView**

### 3.3 Esquemáticos OrCad

Para realizar los esquemáticos referentes al hardware implementado en la placa de prototipos se ha utilizado el software OrCad de Cadence. Los vemos a continuación:







## 4. Resultados Experimentales

## 4.1 Generador ondas cuadradas

En este apartado se muestran las pruebas y formas de onda más significativas dentro de nuestro sistema. Las ondas tomadas han sido captadas gracias al osciloscopio MSO-X 3054A, por lo tanto todas las formas de onda han sido obtenidas de forma práctica.

Las señales a analizar son las equivalentes a V1\_H/V2\_L1 y V1\_L/V2\_H1 respectivamente que podemos ver en el siguiente circuito obtenido de los esquemáticos de OrCad.

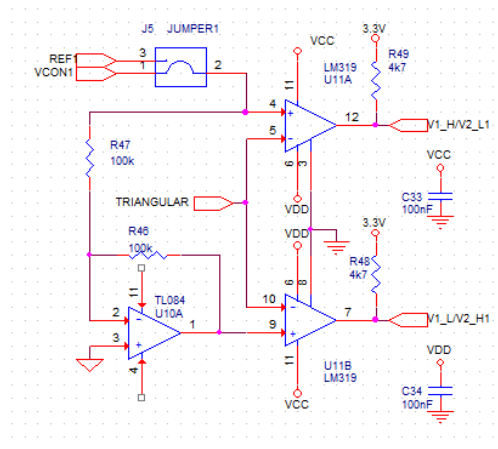


Figura 87: Circuito generador onda cuadrada

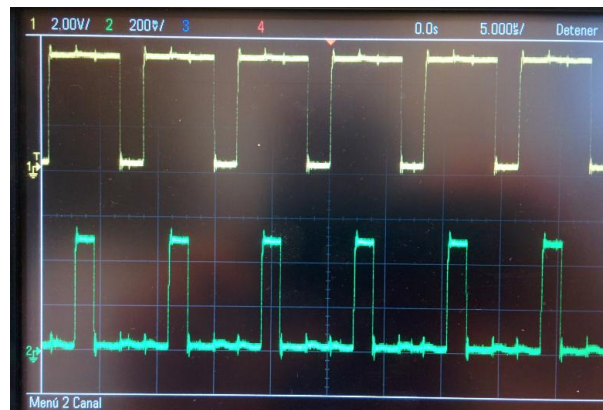
La primera captura son las señales cuadradas generadas a partir de la triangular y la consigna del sistema que son las entradas que polarizan el puente en H de transistores. Vemos que tienen la misma frecuencia que la triangular (100KHz) y que dependiendo de la consigna obtendremos una forma u otra. En este caso las dos capturas son para valores de 0, 1 y -1 en la consigna respectivamente para ver claramente la diferencia entre ellas.



Figura 88: Ondas para consigna 0



**Figura 89: Ondas para consigna 1**



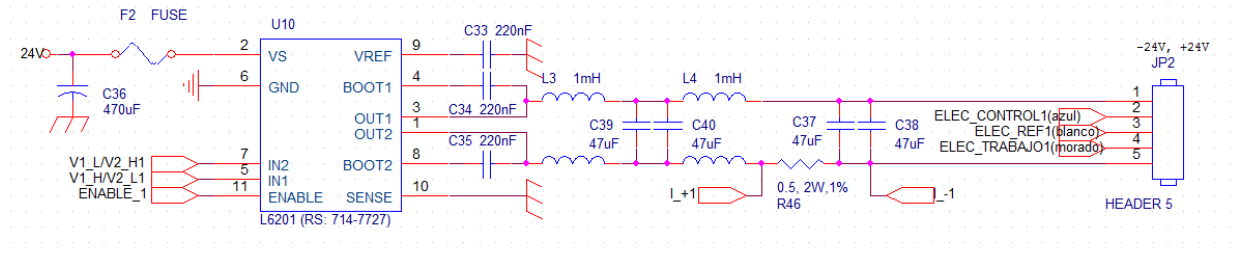
**Figura 90: Ondas para consigna -1**

Podemos observar en las imágenes que las formas de onda son complementarias, ya que cuanto más ancha se hace una al aumentar la consigna más estrecha se hace la otra y viceversa. Esto se debe a que el ciclo de trabajo de una es inverso a la otra y es lo que nos permite establecer una salida tanto positiva como negativa en el puente. Nótese que la sonda del canal 2 está multiplicada por 10 por lo que realmente el valor de pico de ambas señales es 5V.



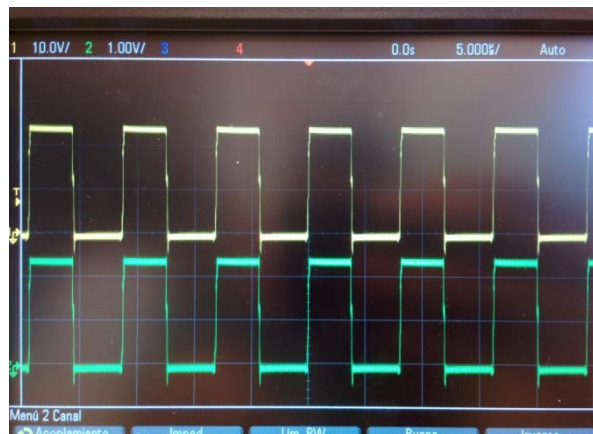
## 4.2 Puente en H

Una vez hemos comprobado cómo se polariza el puente en H para su funcionamiento ahora vamos a ver cómo se comporta dicho puente y las señales que hay a la salida.



**Figura 91: Puente en H + filtro RLC**

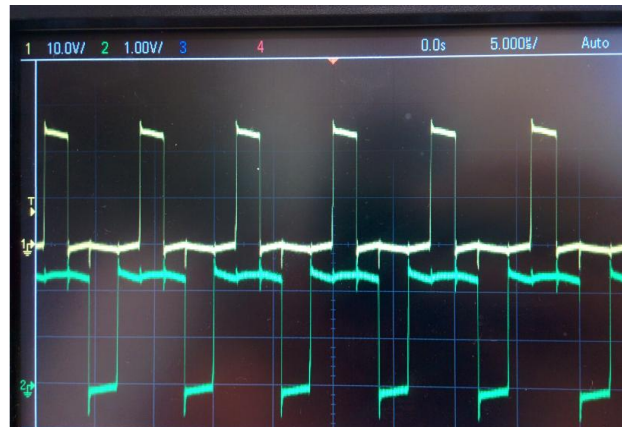
Lo primero que vamos a analizar del puente son las salidas OUT1 y OUT2 ( $V_a$  y  $V_b$ ) para comprobar las señales de salida antes de ser filtradas para unos valores de consigna de 0, 1 y -1 respectivamente.



**Figura 92: Salida puente para consigna 0**



**Figura 93: Salida puente para consigna 1**



**Figura 94: Salida puente para consigna -1**

Como podemos ver en las imágenes previas la salida del puente previa al filtro son dos señales cuadradas que se ensanchan o estrechan inversamente con respecto a las entradas del puente. El valor de pico de dichas señales es el de alimentación del puente (24V) y la frecuencia 100KHz. A la salida del puente es necesario una tensión continua entre los electrodos del potencióstato, para ello se incluyó en el sistema un filtro RLC con el propósito de obtener el valor medio de la señal en cada caso, vamos a ver la respuesta real de dicho circuito.

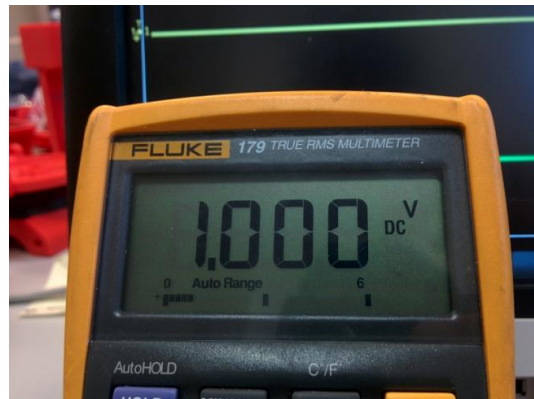
### 4.3 Filtro LC

En este apartado vamos a comprobar quizá uno de los efectos más importantes del sistema completo: que la tensión entre los electrodos de referencia y trabajo se establece al valor deseado. Para ello vamos a realizar capturas del polímetro midiendo entre los puntos equivalentes a referencia y trabajo siendo la masa virtual para el osciloscopio el electrodo de referencia. Esta vez se ha utilizado el polímetro en sustitución del osciloscopio ya que éste último tiene unidas las masas de la medida con la masa su alimentación y en este tipo de medidas que no están referenciadas a masa puede dar problemas, mientras que el osciloscopio sí que tiene su masa aislada de la medida realizada.

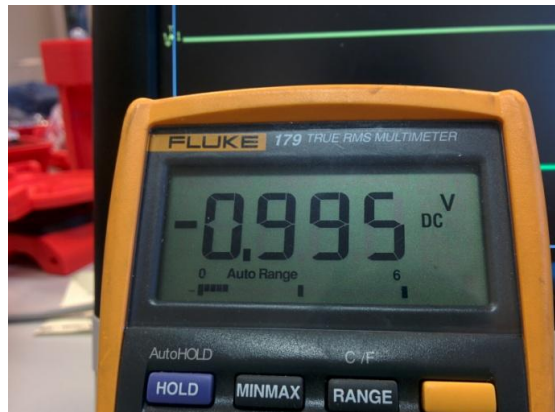
Vamos a ver dichos valores para consignas del sistema 0, 1 y -1 nuevamente ya que son valores fáciles de distinguir.



**Figura 95: Tensión trabajo-referencia para consigna 0**



**Figura 96: Tensión trabajo-referencia para consigna 1**



**Figura 97: Tensión trabajo-referencia para consigna -1**

Vemos que el sistema establece el valor que hemos elegido como consigna a la salida entre los electrodos de referencia y trabajo, esto quiere decir que la realimentación se realiza correctamente y se elimina el error en régimen permanente ya que se consigue hacer 0 la diferencia entre la consigna y el valor real de salida del potencióstato.

Para consigna 0 tenemos un error de 1mV. Dicho error puede ser debido a que el controlador PI no es capaz de minimizar el error más o porque exista algo de ruido en algún punto del sistema.

Para consigna 1 vemos que no existe error alguno ya que ese mismo valor es el que vemos a la salida en el polímetro, mientras que si consignamos al sistema que establezca -1V el error es de 5mV, valor significativamente cercano al deseado con un error menor al 0.5%.

En este caso las pruebas se están realizando con unas resistencias de 10  $\Omega$  y 100  $\Omega$  entre referencia-trabajo y control-referencia respectivamente. Dado este factor si vemos la tensión que cae entre los electrodos de referencia y control debe de ser aproximadamente 10 veces mayor que la que vimos previamente entre referencia y trabajo debido al efecto del divisor de tensión previamente explicado. Si mantenemos la consigna a 1 vemos el siguiente valor:

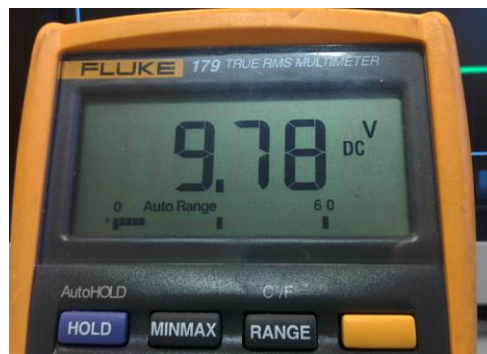


Figura 98: Tensión referencia-control para consigna 1

Es apreciable que la tensión es prácticamente 10 veces mayor que la consigna por lo que podemos concluir con que el resultado es el esperado. Podemos afirmar que con dichos valores de resistencias simulando la impedancia del medio que exista entre electrodos, el sistema deberá establecer una tensión 10 veces mayor entre control y referencia para conseguir el valor deseado entre referencia y trabajo.

$$V_{rc} = 10 \cdot V_{wr}$$

## 4.4 Medidas tensiones y corrientes

Una vez comprobado que el sistema realiza las acciones que esperábamos ahora vamos a analizar cómo llegan dichas medidas de tensiones y corrientes al microcontrolador para que el ordenador las interprete de forma adecuada. Hemos de recordar que el punto central de las tensiones se establece a 1.25V, ya que las medidas para el ADC del microcontrolador no pueden ser negativas y se estableció un rango de entre 0 y 2.5V,

por lo que se deduce que cuando el usuario establezca una consigna de 0 para la salida, el valor que debiera existir en la entrada del microcontrolador será 1.25V.

Vamos a continuar como en los apartados anteriores tomando tres medidas con distintas consignas de valores 0, 1 y -1. Podemos ver tres canales en el osciloscopio, que son de arriba a abajo:  $V_{WC}$ ,  $V_{wr}$ ,  $I_{out}$



Figura 99: Salidas potencióstato al ADC para consigna 0

En esta primera imagen podemos observar que las dos primeras señales  $V_{wr}$  y  $V_{wc}$  (amarilla y verde) son 1.25V debido a que la consigna es 0 y ambas están en su valor central. El valor de la corriente (azul) no está a 1.25V si no que es 900mV, este cambio es debido a que dicho valor de corriente depende de la resistencia que pongamos en el circuito y variará en función de ella.

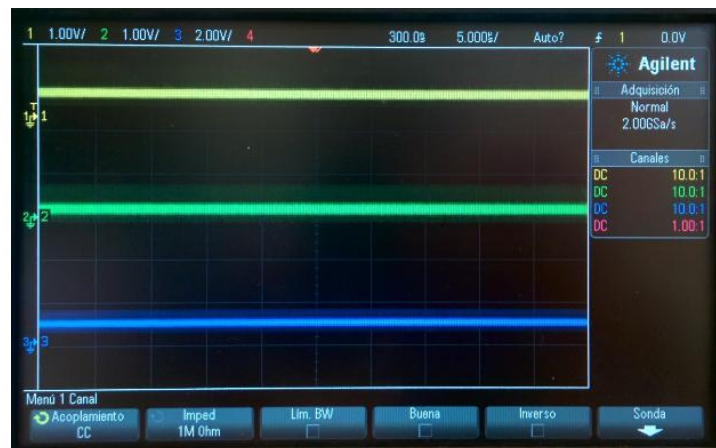


Figura 100: salidas potencióstato al ADC para consigna 1





**Figura 101: Salidas potencioestado al ADC para consigna -1**

Ahora bien, si el valor de consigna es 1 o -1 vemos dos comportamientos distintos: en el primer caso cuando el valor asignado es 1 las señales de tensiones tienden a cero ya que en el circuito acondicionador de la medida se obtiene la salida como el valor de *offset* menos la diferencia de las tensiones en los electrodos por una ganancia por lo que a medida que dicha diferencia se haga mayor, el número a sustraer sobre el *offset* será mayor y por tanto la salida menor. Justo el caso contrario ocurre si la diferencia de tensión entre los electrodos se hace menor, que la salida se incrementará.

Entendido el comportamiento de las señales de salida, si vemos las imágenes previas observamos que si establecemos la consigna a 1 los valores de las tensiones se minimizan entorno a un valor de 0.35V, ya que aún hay margen de seguir aumentando la consigna.

En cambio si el valor consignado al sistema es -1 las salidas del potencioestado hacia el ADC se hacen mayores con unos valores de aproximadamente 2.2V. Más tarde el ordenador deberá interpretar dichos valores para entender cuando la diferencia entre los electrodos es mayor o menor, pero aquí se demuestra que el sistema es capaz de enviar al microcontrolador las medidas de las tensiones y corrientes más influyentes de manera correcta.

Analizando la corriente vemos que no varía demasiado de una consigna a otra; esto es debido a que al tener una resistencia pequeña el voltaje que cae en ella, que es el valor utilizado para calcular la corriente, es proporcional a dicho valor resistivo por lo tanto si aumentamos dicha resistencia veremos un incremento en la variación de corriente que circula a través de ella.

## 4.5 Controlador PI

Como ya se vio en el apartado 3 se ha implementado un control vía hardware del potencioestado por medio de un controlador proporcional integral, cuyo cometido es reducir el error en régimen permanente y proporcionar en el sistema una señal capaz de mantener fija una salida entre los electrodos de referencia y trabajo. Dicha señal generada por el controlador será la que se compare con la triangular para polarizar el puente en H. Al igual que en los apartados anteriores el método de comprobación del

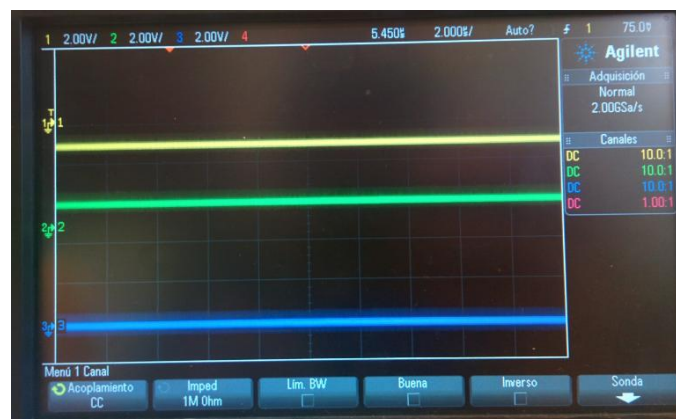
funcionamiento de cada parte va a ser realizado utilizando tres valores distintos de la consigna que son 0, 1 y -1. Nótese que en las tres imágenes la señal verde es la salida de la parte integral, la azul la salida proporcional y la amarilla es la salida del controlador calculada como la resta de la señal proporcional menos la integral.

$$V_{con} = V_{prop} - V_{int}$$

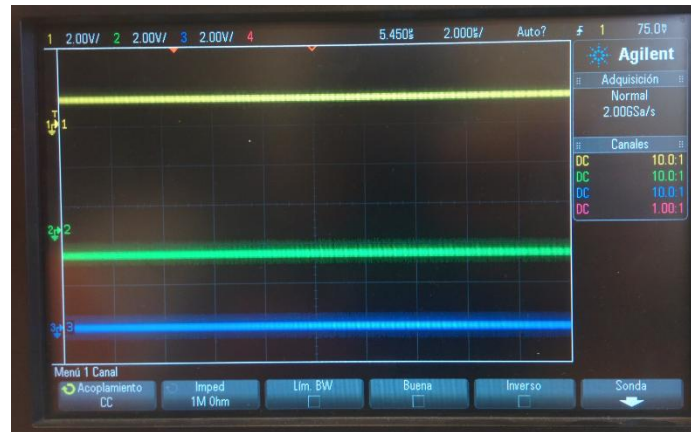


**Figura 102: Señales controlador para consigna 0**

En la imagen se puede observar que las tres señales del controlador están a 0V, esto es debido a que al ser 0 la consigna el sistema no debe realizar ninguna acción sobre la señal de entrada ya que éste es el estado de reposo del sistema y automáticamente la salida está fijada a 0V.

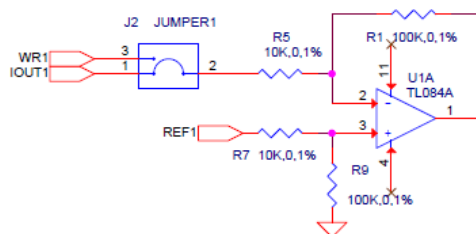


**Figura 103: Señales controlador para consigna 1**



**Figura 104: Señales controlador para consigna -1**

En estos siguientes casos la consigna para el sistema fijada por el usuario es de 1 o -1 por lo que el sistema tratará de fijar dicho valor entre los electrodos de trabajo y referencia. Para ello vemos que la salida proporcional es 0V. Esto será así siempre que veamos el sistema en régimen permanente ya que dicha señal proporcional sólo se modifica mientras que el sistema está en proceso de alcanzar la consigna dada. Una vez que el sistema es capaz de mantener el voltaje indicado entre referencia y trabajo el error en régimen permanente se hace 0 (o muy próximo a este valor) y la señal proporcional será nula. Como vemos en la siguiente imagen al consignar un valor el amplificador diferencial tendrá una señal no nula mientras que haya diferencia de tensión entre la señal  $W_{r1}$  y  $R_{erf1}$ , cuando dichas señales consigan ser igual el operacional mantendrá su salida a 0.



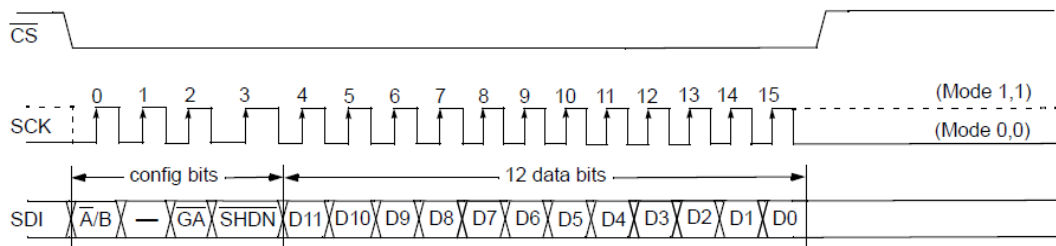
**Figura 105: Parte proporcional del controlador PI**

Las señales de la salida integral y la señal del controlador en su totalidad vemos que son iguales en valor absoluto pero de signo opuesto en ambos casos. Esto es debido a lo comentado previamente, y es que en régimen permanente la señal proporcional es 0 por lo que la señal de salida del controlador será la inversa de la integral. En ambos casos vemos que el valor absoluto de la señal de salida del controlador ( $V_{con}$ ) tiene un valor de 2.1V con el signo opuesto al indicado en la consigna, que en este caso tiene un valor absoluto de 1.



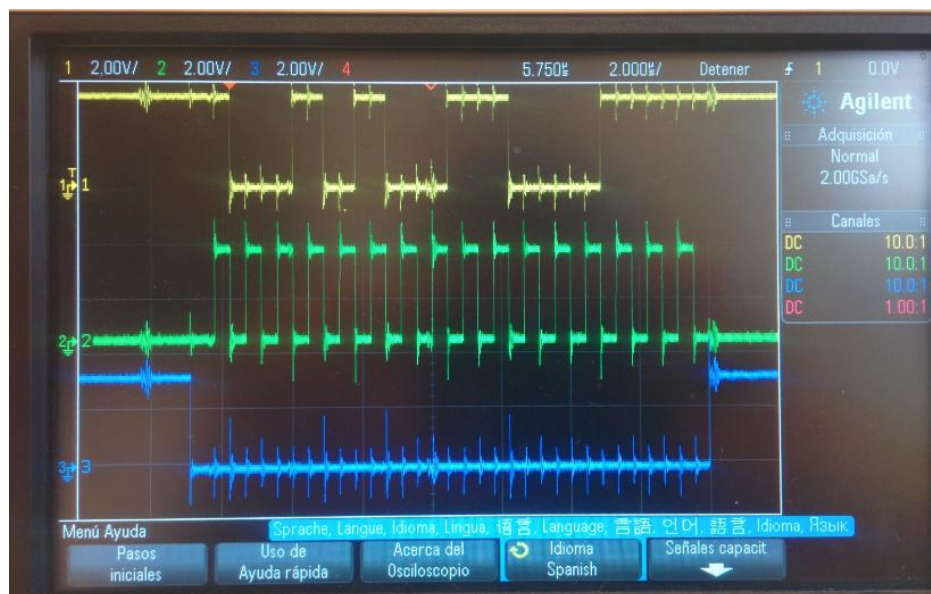
## 4.6 Señales microcontrolador

Ahora vamos a comprobar las señales que existen en el microcontrolador que sirven para la comunicación con el ordenador y con el DAC. Primero vamos a analizar las señales que envían la información al DAC para establecer la consigna analógica en el sistema.



**Figura 106: Señales DAC**

Como ya se analizó previamente en el apartado 3.2.2, un Digital to Analogue Converter necesita tres señales además de la alimentación pertinente. Dichas señales son una señal de reloj, una señal de selección del chip (activa a nivel bajo en este caso) y una señal portadora de la información referente al DAC. Estas tres señales las genera el microcontrolador a partir de su SPI y llegan al DAC para que este las interprete. Se pueden ver dichas señales y las formas de onda que tienen en la imagen previa, mientras que en la siguiente figura podemos observar las señales reales obtenidas:



**Figura 107: Señales SDI (amarilla), SCK (verde) y CS (azul)**

Vemos en la imagen que la primera señal es de 16 bits que alterna valores lógicos de ‘1’ o ‘0’. Los 4 primeros corresponden a: canal del DAC, el segundo no influye, el tercer bit corresponde a la ganancia del DAC y el cuarto bit es la señal SHDN, señal de activación del DAC. En este caso vemos que los 4 primeros bits son: 1001 por lo que la información que transmitimos es: Canal B(1), irrelevante(0), ganancia 2(0) y activación DAC (1).

Los siguientes 12 bits es el número que debe establecer el DAC en su salida en binario. En este caso particular la consigna es 0 por lo que el DAC debe obtener una salida equivalente a  $1.25V \pm$  el error cometido.  $1.25V$  convertido a valor digital es  $1.25 \cdot 4096/4.096$ , ya que el DAC es de 12 bits y  $2^{12} = 4096$  y a ello se le restarán 27 unidades debido al error que tiene el DAC junto con el sistema (calibración entrada-salida). Por lo tanto con dicha operación obtenemos el valor a introducir al DAC, en este caso es:

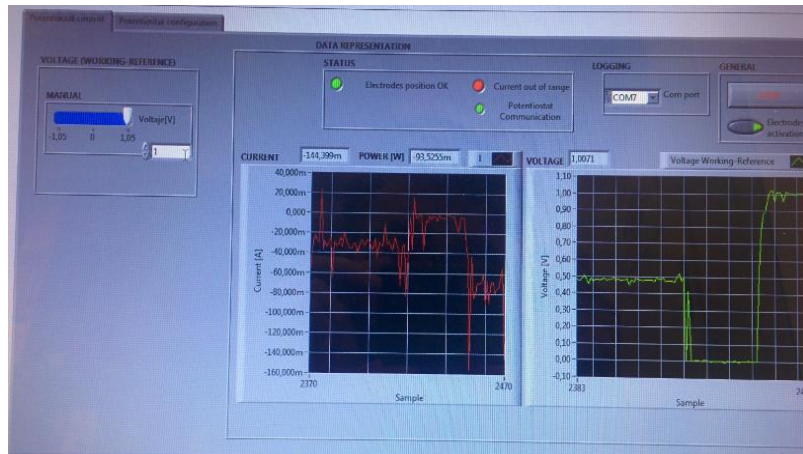
$$1.25 \cdot \frac{4096}{4.096} - 27 = 1223$$

Si convertimos este valor decimal a binario, el código a transferir es el siguiente: 10011000111. Vemos que tiene 11bits, esto es porque el único valor que tendría un código de 12 bits completo sería el número 4096 que es el máximo alcanzable por el DAC, en los demás casos el primero bit de la información se establecerá como un 0. Si comparamos el valor teórico obtenido con la señal amarilla de la imagen, vemos que coinciden con lo calculado por lo que el DAC recibe la información deseada.

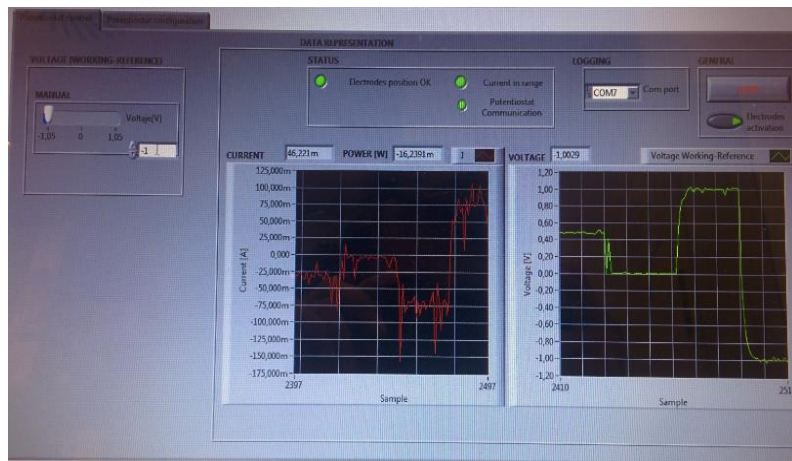
La señal verde es la señal de reloj que necesita el convertidor para interpretar de forma adecuada los datos que recibe. En este caso son 16 ciclos de reloj (debe tener los mismos ciclos que bits la señal SDI) que solo vemos cuando la señal CS está a nivel bajo. Dicha señal CS es la encargada de “preparar” el DAC para recibir e interpretar la información que le llega, para ello cuando cambia su estado de ‘1’ a ‘0’ el DAC a partir del siguiente ciclo de reloj comienza a captar los datos que le llegan, hasta que el valor de la señal cambia de nuevo de ‘0’ a ‘1’

## 4.7 Software LabView

Gracias al software desarrollado en el programa LabView somos capaces de controlar el sistema con una interfaz gráfica intuitiva y fácil de manejar al mismo tiempo que vemos como evolucionan con el tiempo tanto la tensión entre referencia y trabajo como la corriente circulando por los electrodos. En la siguiente imagen podemos ver la ventana principal del programa en funcionamiento cuando le damos al sistema distintas consignas para establecer en Vwr así como las gráficas de la corriente (roja) y la tensión Vwr (roja) para comprobar si se cumple lo deseado.



**Figura 108: Prueba programa LabView**



**Figura 109: Prueba programa LabView**

Una vez comprobado que las partes más importantes del sistema funcionan y viendo que el sistema integrado de todas las partes lo hace también podemos dar por finalizadas las pruebas del sistema afirmando que han sido satisfactorias y que el sistema cumple con los requisitos impuestos inicialmente.



## 5. Conclusiones y propuesta de futuro

## 5.1 Conclusiones

Hoy en día el estudio de nuevas formas de energía que sean capaces de respetar el medio ambiente y sean lo más limpias posible está en auge debido a la explotación masiva de recursos naturales vivida en las últimas décadas con el objetivo de obtener energía, por tanto son cruciales las líneas de investigación hacia nuevas formas de energía que aún están por descubrir.

Una de éstas comentadas líneas de investigación se encuentra en el proyecto Smart Wetland, que trata de encontrar una generación de energía limpia a partir de las bacterias existentes en los humedales artificiales. Dichas bacterias denominadas electrogénicas son capaces de generar energía si se les aplica un cierto nivel de tensión y corriente gracias al potencióstato, oxidando materia orgánica y transfiriendo electrones a una superficie conductora.

En este TFG se ha realizado un estudio sobre cómo poder mejorar la eficiencia del aparato encargado de que las bacterias de dichos humedales sean estimuladas; el potencióstato. Las conclusiones prácticas a las que se ha llegado son:

- Para mejorar la eficiencia se ha decidido cambiar la estructura habitual de un potencióstato por un puente en H de transistores como forma de driver de potencia, ya que los implementados con amplificadores clase B se ha comprobado que tienen menor eficiencia energética y por lo tanto no hay una optimización de los recursos. Dicha mejora en la eficiencia permitirá un incremento en la energía generada en el humedal a partir de la misma energía invertida en alcanzarla.
- En todo momento se pretende que el rizado de la señal obtenida después del filtro LC sea lo menor posible, pero se ha comprobado que aún poniendo dos filtros, uno a continuación del otro para tratar de maximizar su efecto, el mínimo rizado obtenido es de  $\pm 25\text{mV}$ . Un valor muy aceptable comparado con el orden de magnitud de las señales con las que se trabaja.
- Se ha conseguido minimizar al máximo el error en régimen permanente gracias a que el sistema completo conforma una realimentación negativa que permite reducir el error hasta unos valores de 0.5% gracias en gran medida al controlador PI implementado, que permite establecer el valor de tensión dado en la consigna entre los electrodos deseados. Podemos considerar el valor del error cometido es bueno para una aplicación de esta índole.

- La comunicación del sistema potencióstato-microcontrolador-PC y viceversa funciona correctamente vía hardware debido a que se ha realizado un prototipo de laboratorio y no es necesario enviar datos a entidades externas de inmediato, por ende lo más sensato era crear un sistema de comunicación local fiable. Se ha conseguido tener un control de las variables constantes, si existiera algún cambio en la consigna del sistema el cambio se vería reflejado de inmediato gracias a dicha comunicación sin sufrir alteraciones.

En términos de aprendizaje podemos hablar de lo siguiente:

- Se ha aprendido a diseñar e implementar un sistema de hardware gracias a herramientas como OrCad para el diseño o Matlab para las simulaciones además del instrumental de laboratorio necesario para llevarlo a cabo como soldaduras con estaño o el uso de osciloscopios y fuentes de tensión.
- Se ha aprendido a crear un sistema capaz de controlar y medir simultáneamente gracias a la acción del microcontrolador que funciona como maestro del sistema y gestionando tanto entradas como salidas del hardware.
- Se ha aprendido a utilizar en más profundidad el software LabView para la toma de medidas y el control del sistema de forma rápida y sencilla.

Con todas las conclusiones anteriores podemos afirmar que se ha conseguido finalizar con un sistema electrónico completo capaz de controlar un potencióstato a través de una interfaz gráfica, a la vez que existe una monitorización de las señales continua. Por lo tanto, podemos afirmar que el objetivo y los resultados obtenidos, así como el aprendizaje ligado a ellos, han sido satisfactorios.

## 5.2 Trabajo futuro

El trabajo realizado tiene posibilidad de ampliación y mejora como por ejemplo:

- Caracterización de la carga del potencióstato en distintos medios donde se vaya a utilizar, tanto en corriente continua como en alterna. En corriente continua para ver la linealidad de las medidas y dichos electrodos y en corriente alterna para comprobar la resistividad/reactividad de los mismos.
- Creación de un sistema de varios potencióstatos colocados en paralelo para una acción con mayor abanico de posibilidades y mediciones.



- Investigación hacia una mejora en términos de la eficiencia. Al igual que en este TFG se ha tratado de buscar un sistema que mejorara el implantado actualmente se podría tratar de continuar la investigación hacia formas de conversión de energía más eficientes que el puente en H.
- Creación de un sistema de comunicación que permita el envío de datos por medio de servidores propios simultáneamente a la obtención de los mismos. Esto permitiría obtener los datos y prácticamente a la vez se estén guardando en nuestro servidor remoto para la no pérdida y rapidez a la hora de interpretarlos.



## 6. Anexos



## 6.1 Resonancia

El fenómeno de resonancia de una red eléctrica (13), está originado por la presencia en la misma de bobinas y de condensadores. En las primeras la reactancia  $\omega L$  aumenta al hacerlo la frecuencia, mientras que en los condensadores  $1/\omega C$  disminuye con ella. Este comportamiento de los elementos inductivos y capacitivos, permite neutralizar a una determinada frecuencia.

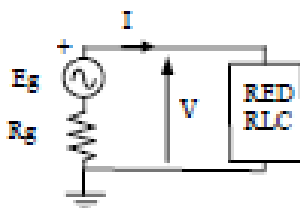


Figura 110: Circuito RCL

Al excitar un circuito que contiene este tipo de elementos, la respuesta que se obtiene en el mismo (corriente en una rama o tensión entre un par de nudos), dependerá de la frecuencia de la señal de excitación, pudiéndose obtener una solución como la representada en la siguiente figura.

Las frecuencias  $f_{01}$ ,  $f_{02}$ ,  $f_{03}$  a las cuales se producen máximos de la respuesta se denominan frecuencias de resonancia y el fenómeno se conoce con el nombre de resonancia múltiple.

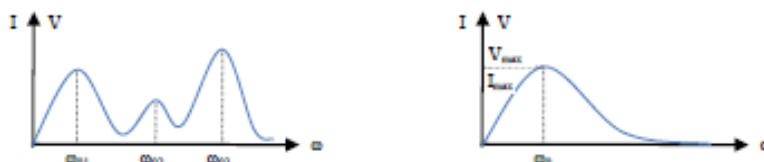


Figura 111: Resonancia múltiple y simple

Si se produce un único máximo en la respuesta, dicho máximo tendrá lugar a una frecuencia determinada  $f_0$ , y en estas condiciones el fenómeno constituye una resonancia simple.

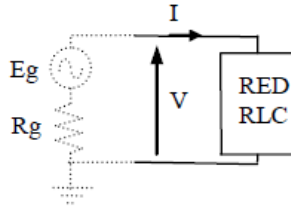
El objeto de este tema es justamente el estudio de circuitos en los que se presenta este fenómeno de la resonancia simple, por su aplicación como circuito selectivo de frecuencias y más concretamente como circuito de sintonía.

El comportamiento de estos circuitos viene caracterizado por dos parámetros fundamentales:

- Frecuencia de resonancia  $f_0$ .
- Factor de calidad del circuito  $Q$ .

### 6.1.1 Frecuencia de resonancia

Consideremos el circuito RLC, con resonancia simple que se presenta a continuación.



**Figura 112: Circuito RCL**

Al ser excitado por un generador de frecuencia variable, se encontrará un determinado valor de frecuencia a la cual la respuesta (corriente  $I$  o tensión  $V$ ) se hace máxima. La frecuencia  $f_0$  a la que tiene lugar este máximo se denomina frecuencia de resonancia del circuito. Como se verá oportunamente, la frecuencia de resonancia, también se puede definir como aquella a la cual:

Los valores máximos de las energías almacenadas en las bobinas y en los condensadores son iguales. La impedancia o admitancia de entrada a la red es real (la corriente  $I$  y la tensión  $V$  están en fase).

## 6.2 Planificación y Presupuesto del proyecto

### 6.2.1 Planificación del proyecto

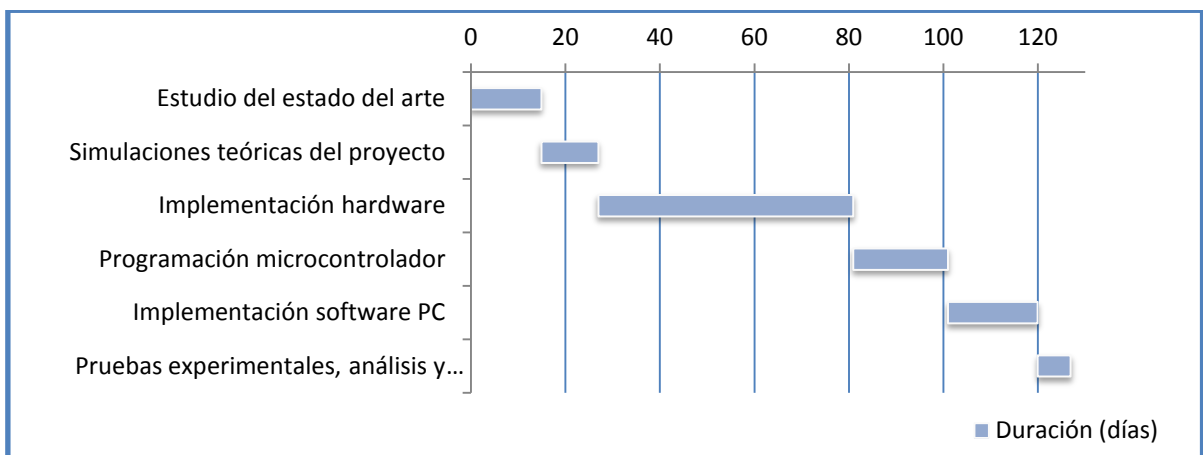
Este trabajo se ha desarrollado desde Enero hasta Junio de 2015 siguiéndose una serie de pasos en el siguiente orden:

1. Estudio del estado del arte.
2. Simulaciones teóricas del proyecto.
3. Implementación hardware.
4. Programación microcontrolador
5. Implementación software PC.
6. Pruebas experimentales, análisis y conclusiones.

Con esto podemos realizar una tabla de la planificación así como un diagrama de Gantt:

Tarea	Fecha Inicio	Duración (días)	Fecha Finalización
Estudio del estado del arte	26/01/2015	15	06/02/2015
Simulaciones teóricas del proyecto	09/02/2015	12	20/02/2015
Implementación hardware	23/02/2015	54	17/04/2015
Programación microcontrolador	20/04/2015	20	08/05/2015
Implementación software PC	11/05/2015	19	30/05/2015
Pruebas experimentales, análisis y conclusiones	01/06/2015	7	09/06/2015

**Figura 113: Planificación proyecto**

**Figura 114: Diagrama de Gantt**

## 6.2.2 Presupuesto del proyecto

- **Materiales**

CONCEPTO	Cantidad	Precio
Condensador Al Radial BT series 16V 4700uF	2	4,2€
STM32-P103 header-board with STM32F103FR2T6	1	30€
Diodo STTH812 (SMT)	6	1,8€
Driver puente completo alta tensión L6201-3	1	12€
Diodos Zener	2	2€
TL084	4	0.50€
Convertidor dc-dc TMA2405,24V 1W	1	4,3 €
DAC MPC4822	2	6€
LM319	4	1€
Conector BNC	1	3,2€
Componentes Discretos (R's, C's, diodos)		20€
Conectores	8	2€
Cables		10€

**Coste total de los recursos hardware .....44.8€**

Software:

CONCEPTO	Coste Hora	Total Horas
Ordenador PENTIUM III 1000Mhz	1,5€	500
Impresora HP Deskjet 5100	2€	100

**Coste total de los recursos software .....950 €**

**Coste total del material .....994.8 €**

El coste total de los materiales asciende a **novecientos noventa y cuatro euros con ochenta céntimos**.

- **Mano de obra**

CONCEPTO	Coste Hora	Total Horas
Un Ingeniero en Electrónica redactor del proyecto	40€	800
Un mecanógrafo encargado del escribir el proyecto	12€	100

**Coste total de la mano de obra .....33200 €**

El coste total de la mano de obra asciende a **treinta y tres mil doscientos euros**.

**Coste total .....34194.8 €**

El coste total asciende a **treinta y cuatro mil, ciento noventa y cuatro euros con ochenta céntimos**.

- **Gastos de ejecución**

En este apartado se incluyen los gastos que vienen de las instalaciones donde se ha realizado el proyecto, gastos financieros, tasas, impuestos etc. Así mismo se incluye el beneficio. Todo esto consistirá en el 23% sobre el coste de ejecución

Coste total .....34194.8 €

23% gastos financieros, beneficios, etc .....7864.8€

**Coste final de ejecución de material .....42059.6 €**

El importe de ejecución por contrata asciende a **cuarenta y dos mil, cincuenta y nueve euros con sesenta céntimos**.

- **Presupuesto total**

El importe del presupuesto total de este proyecto es:

Presupuesto por contrata .....42059.6 €

21% de IVA.....8832.5€

**Presupuesto final .....50892.1 €**

El importe total de este proyecto asciende a la cantidad de **cincuenta mil, ochocientos noventa y dos euros con diez céntimos**.

En Leganés, a 19 de Junio de 2015.

El ingeniero en Electrónica y Automática Industrial.

Fdo.: Luis Javier González-Calero Rey



## 7. Bibliografía



**ARM. 2009.** *Getting Started Keil.* 2009.

**Barrientos Cruz, Antonio.** *Control de Sistemas Continuos.* s.l. : MCGRAW-HILL.

**Gil Nobajas, Jorge Juan y Rubio Díaz-Cordobés, Angel. 2004.** *Control de Ssistemas Continuos.* 2004.

**Graf, Jens.** *PID Control: Ziegler-Nichols tuning.*

**Hart, Daniel W. 2001.** *Electrónica de Potencia.* s.l. : Prentice Hall, 2001.

**López Ferreras, Francisco.** *Analisis de Circuitos Lineales.*

**Manchado Ortega, Juan Manuel. 2010.** *Diseño y control de frecuencia de convertidor conmutado para excitación de actuador piezoeléctrico.* Madrid : s.n., 2010.

**Millman. 1991.** *Electrónica integrada.* s.l. : hispano Europea, 1991.

**Mohan, Ned, Undeland, Tore M y P.Robbins, William.** *Power Electronics: Converters, Applications and Design.*

**Mozo Llamazares, Juan Daniel. 1997.** *Aspectos fundamentales en el desarrollo de instrumentación electroquímica avanzada.* Sevilla : s.n., 1997.

**National Instruments.** *LabView User Manual.*

**Pérez García, Miguel Ángel. 2008.** *Instrumentación Electrónica.* s.l. : Paraninfo, 2008.

**Rashid, Muhammad H. 2001.** *Power Electronics Handbook.* s.l. : Academic Press, 2001.

**STMicroelectronics.** *Reference Manual STM32f10xxx.*

—. **2014.** *STM32P103.* 2014.

**Trujillo Arias, Vladimir.** *Microcontroladores gama alta y arquitecturas mixtas.*

**Ureña, Manuel y Otros.** *Electrónica de Potencia.*

**Valdés Pérez, Fernando y Pallás Areny, Ramón. 2007.** *Microcontroladores; Fundamentos y Aplicaciones con PIC.* s.l. : MARCOMBO S.A., 2007.

**Vergaz Benito, Ricardo y Ruiz de Marcos, Jose Manuel: Pleite Guerra, Jorge.** *Electrónica Analógica para Ingenieros.* s.l. : S.A. MCGRAW-HILL.

**Wilkie.** *Control Engineering.*